

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



1974

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

4

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА
СОВЕТА МИНИСТРОВ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

К 250-летию Академии наук СССР

УДК 538.312.001.1:061.12.06.091.5

Развитие учения об электромагнитных явлениях в трудах Академии наук СССР и некоторые современные проблемы

Академики АН СССР НЕЙМАН Л. Р., ПОПКОВ В. И.

«Сыскать подлинную электрической силы причину и составить точную ее теорию» — так по предложению гениального русского ученого академика Михаила Васильевича Ломоносова была сформулирована задача, выдвинутая Академией наук в качестве конкурсной темы на прием в 1755 г. В решение этой задачи внесли за истекшие столетия огромный вклад наши отечественные и зарубежные ученые, но замечательная формулировка М. В. Ломоносова сохраняет свою силу и по настоящее время.

Цель статьи — отметить вклад ученых Академии наук СССР в развитие учения об электромагнитных явлениях и их применений. Из рассмотренного в статье материала будет видно, что современные научные открытия свидетельствуют об исключительной роли электромагнитных явлений в самых сокровенных явлениях природы, и, следовательно, максимальное использование их в практической деятельности человечества должно обеспечить наивысшие темпы научно-технического прогресса. Цель статьи заключается также в том, чтобы отметить некоторые новые пути использования электромагнитных явлений для развития народного хозяйства и улучшения материальных условий жизни людей.

Первые работы в области электричества в России принадлежат академику М. В. Ломоносову, создавшему много замечательных трудов в разных областях науки. М. В. Ломоносов развивал и отстаивал в своих трудах учение о познаваемости и материальности мира, в частности материальности электричества. Материалистический подход к решению

основных научных проблем, характерный для М. В. Ломоносова, стал в последующем лучшей традицией передовых русских ученых и изобретателей.

Наряду с теоретическими исследованиями М. В. Ломоносов всегда стремился найти практические приложения научным открытиям. Так, в своих работах по электричеству он указал на возможность защиты человека и зданий от поражения молнией путем создания молниеотводов. В этом отношении замечательны слова М. В. Ломоносова в его добавлениях к курсу физики, где он высказал мысль, что среди опытов по электричеству есть опыты «великую надежду к благополучию человеческому показующие».

Современник М. В. Ломоносова академик-физик Г. В. Рихман трагически погиб во время опытов с атмосферным электричеством у себя дома во время грозы 26 июля 1753 г. Г. В. Рихман создал «электрический указатель», явившийся первым электроизмерительным прибором непосредственной оценки.

Современником М. В. Ломоносова был также русский академик Ф. Эпинус, которому принадлежит приоритет открытия термоэлектрических явлений и явления электростатической индукции. Особо следует отметить доклад Ф. Эпинуса, сделанный им в 1758 г. в Академии наук на тему: «Речь о родстве электрической силы и магнетизма».

Положение о неразрывной связи между электрическими и магнитными явлениями лежит в осно-

ве всего современного учения об электромагнитных явлениях, явившегося итогом трудов ученых предыдущего столетия Г. Х. Эрстеда, А. — М. Ампера, М. Фарадея, Э. Х. Ленца, Дж. К. Максвелла. Однако в первом обстоятельном научном труде о магнитных и электрических явлениях, написанном Гильбертом и вышедшем еще в 1600 г., было сделано неправильное заключение, что электрические и магнитные явления не имеют между собой связи. В этом отношении упомянутая речь академика Ф. Эпинуса имела прогрессивное значение.

В 1833 г. русский академик Э. Х. Ленц сформулировал впервые чрезвычайно важное положение, в котором устанавливалась общность и обратимость магнитоэлектрических и электромагнитных явлений: открытого Эрстедом в 1819 г. механического воздействия электрического тока на магнитную стрелку и открытого Фарадеем в 1831 г. явления электромагнитной индукции. В сформулированном Э. Х. Ленцем положении была заложена основа важного принципа обратимости электрических машин. Э. Х. Ленц установил правило определения направления индуктированного тока, выражающего фундаментальный принцип электродинамики — принцип электромагнитной инерции.

Э. Х. Ленцу принадлежит заслуга выведения в 1844 г. путем точно поставленных опытов независимо от работы Д. Джоуля закона, именуемого теперь законом Джоуля — Ленца, определяющего количество тепла, выделяющегося в проводнике при прохождении электрического тока. Этот закон наряду с законами Ома и Кирхгофа лежит в основе современной теории электрических цепей.

Отцом русской электротехники по праву следует считать академика В. В. Петрова, изложившего свои обширные экспериментальные исследования в вышедшем в 1803 г. труде «Известие о гальванивольтовых опытах», из которых следовала возможность практического применения электричества для освещения с помощью открытого им явления электрической дуги, для расплавления и сварки металлов, для восстановления металлов из их окислов. Большой вклад в развитие практических областей электротехники внесли академик Б. С. Якоби (гальванопластика), П. Л. Шиллинг и академик Б. С. Якоби (электромагнитный телеграф), академики Э. Х. Ленц и Б. С. Якоби (электродвигатели).

Создание Дж. К. Максвеллом теории электромагнитных явлений, изложенной в его капитальном труде «Трактат об электричестве и магнетизме», вышедшем в 1873 г., послужило толчком к быстрому развитию во второй половине 19-го и в начале 20-го столетий многих практических областей электротехники. Все это потребовало организации высшего электротехнического образования в стране.

Ведущие русские школы теоретических основ электротехники были созданы в начале этого столетия в Ленинграде академиком В. Ф. Миткевичем и в Москве членом-корреспондентом Академии наук СССР К. А. Кругом и академиком К. И. Шенфером.

Работы в области парамагнитного резонанса и распространения электромагнитного поля связаны с именами академиков Н. Д. Папалекси и Л. И. Мандельштама.

Большой вклад в развитие преподавания в высшей школе в области электромагнетизма внесли академики И. Е. Тамм, А. Ф. Иоффе и член-корреспондент Я. И. Френкель, своими трудами способствовавшие разработке электронных представлений в области электродинамики. Дальнейшее развитие квантовой электродинамики и релятивистской квантовой теории поля обязано трудам академиков С. И. Вавилова, Л. Д. Ландау и других выдающихся советских ученых.

Таким образом, деятельность русских и советских ученых — членов Академии наук — наряду с трудами выдающихся ученых зарубежных стран привела в настоящее время к глубокой физической и теоретической разработке проблем электродинамики. Вместе с тем остается широкое поле деятельности для дальнейшей работы по решению сформулированной М. В. Ломоносовым задачи, приведенной в начале этой статьи. Это вытекает хотя бы из находящихся в самой начальной стадии попыток подойти к проблеме внутреннего строения элементарных электрически заряженных частиц, например в теории кварков, что прямо отвечает гениальной формулировке В. И. Ленина — «электрон неисчерпаем». Это вытекает также из последних, далеко не завершенных, теоретических и экспериментальных работ в области явления сверхпроводимости, в которых вводится важное понятие о квантовании магнитного потока наряду с известным понятием о квантовании электрических зарядов.

Квант магнитного потока в сверхпроводниках измерен на опыте и оказался равным $\Phi_0 = h/2e = 2,07 \cdot 10^{-15}$ вб, где h — постоянная Планка; $2e$ — заряд пары электронов сверхпроводимости. Возникает принципиального значения проблема: является ли квантование магнитного потока фундаментальным свойством магнитного поля в любой среде или же оно проявляется только в сверхпроводящих средах и при определенных условиях. С последним утверждением мы встречаемся неоднократно в статьях и книгах, посвященных сверхпроводимости. Например, в книге А. Роуз-Инс и Е. Родерик «Введение в физику сверхпроводимости» (М., «Мир», 1972) на стр. 199 дается категорическое заключение: «Квантование потока является специфическим свойством сверхпроводников и не возникает в нормальных металлах по причине, рассмотренной в § 1». Нетрудно показать, исходя из детального рассмотрения вопросов, изложенных в упоминаемом авторами § 1 и в следующем § 2 той же главы, что такое категорическое заключение не соответствует действительности. Внимательное рассмотрение материала этих параграфов приводит к противоположному заключению, что магнитный поток квантуется в любой среде. В связи с этим существенно отметить, что значительно ранее, чем была создана теория сверхпроводимости, академик В. Ф. Миткевич в своем труде «Магнитный поток и его преобразование» (изд. АН СССР, 1946) выдвинул идею о квантовании магнитного потока, притом в любой среде (см. статью «Академик Владимир Федорович Миткевич, его труды и прогрессивные идеи». — «Электричество», 1972 № 8).

Изложенное свидетельствует, что задача, сформулированная первым русским академиком

М. В. Ломоносовым, не только сохраняет полную силу и сегодня, но приобретает еще большее значение по мере все более глубокого проникновения человеческого разума в тайны строения окружающего нас мира.

Важнейшие новые открытия в области физики и их технические применения самым тесным образом связаны с электромагнитными явлениями. В области физики твердого тела открытие и исследование свойств полупроводников в короткий срок осуществило революционный переворот в автоматике, радиоэлектронике, электроэнергетике. Большая заслуга в развитии этой области физики и техники принадлежит академику А. Ф. Иоффе. В квантовой физике столь же революционный характер имело открытие, исследование, разработка и многообразное применение лазеров. Основополагающие работы здесь принадлежат советским академикам, лауреатам Нобелевской премии Н. Г. Басову и А. М. Прохорову.

Физика плазмы, называемой нередко четвертым состоянием вещества, обогатилась рядом открытий, намечающих перспективу совершенно новых технических применений. Уже сейчас низкотемпературная плазма используется в магнитогидродинамических генераторах и плазмотронах. Школе советских ученых принадлежат наиболее капитальные работы в области МГД-преобразования, в Советском Союзе создана наиболее мощная установка МГД-генератора.

Решение проблемы создания устойчивой высокотемпературной плазмы в установках для термоядерного синтеза открыло неоспоримые возможности в области энергетики. Работы И. В. Курчатова и Л. А. Арцимовича, приведшие к созданию установок типа токамак, позволили достигнуть наивысших из известных пока параметров реакции термоядерного синтеза, и установки типа токамак изучаются теперь и в других странах мира.

Существенную роль, как теперь известно, играют электромагнитные процессы и в жизнеспособности живых организмов. Таким образом, электромагнитные явления самым непосредственным образом связаны с сущностью явлений природы.

Последние десятилетия ознаменовались стремительным изучением физики космоса. И в области космоса — как в межпланетном космическом пространстве нашей солнечной системы, так и в пространстве дальних галактических систем — электромагнитные процессы играют решающую роль. Сложилась новая область науки, получившая наименование «Космическая электродинамика», в которой, в частности, изучаются поведение плазмы и магнитных полей в космическом пространстве и их взаимодействия, магнитогидродинамические волны в плазме, вопросы устойчивости.

Весь большой круг проблем, охватывающий электромагнитные процессы в микрообъектах, должен войти в специфическую область науки «Электродинамика микромира» как важнейший раздел физики поля, элементарных частиц и их взаимодействий. При этом электродинамика земных макрообъектов будет находиться как бы в промежутке между космической электродинамикой и электродинамикой микромира. Их объединяют общие зако-

номерности и различают специфические для каждой особенности.

Особенности электродинамики земных макрообъектов, используемой для развития народного хозяйства и улучшения условий жизни человека, также выдвигают перед наукой большие задачи. В области электроэнергетики одной из них является решение проблемы преобразования ядерной и химической энергии, связанной с высокоупорядоченным внутриядерным, внутриатомным и внутримолекулярным движением, в энергию электромагнитную, характеризующуюся также высокоупорядоченным, но уже в макроскопическом смысле, внутренним движением материи в электромагнитном поле, без использования промежуточной тепловой, хаотической формы движения материи.

Возможный путь решения этой проблемы уже намечается в создании топливных элементов.

Другим примером перспективных путей развития техники будущего является создание сверхпроводящих электрических устройств — генераторов, линий электропередач, различной аппаратуры, притом удовлетворяющих экономическим требованиям. Это есть прогрессивное направление по самой своей сущности; ведь снижение к. п. д. всех электромагнитных устройств имеет своей основной причиной проникновение части электромагнитного поля в проводники, образующие электрические цепи этих устройств, и переход энергии этой части поля в энергию хаотического теплового движения электронов в проводниках, т. е. имеет своей причиной потери на эффект Джоуля — Ленца. Использование сверхпроводников исключает и это хаотическое движение.

Экономическая и техническая целесообразность создания сверхпроводящих электроэнергетических устройств определяется также тем, что эти устройства при исключительно большой их единичной мощности, требуемой для рационального решения генеральной проблемы создания Единой электроэнергетической системы СССР, уже не могут быть осуществлены в их традиционном исполнении. Возникает необходимость использования новых физических явлений, не находивших еще до настоящего времени сколь-нибудь широкого применения в электроэнергетике, в частности явления сверхпроводимости и высокой электропроводности чистых металлов при низких температурах.

Весьма интересным является также возможность создания электрической аппаратуры сверхвысокого напряжения на основе применения сжатых электроотрицательных газов.

В технике электропередач сверхвысокого напряжения в их современном виде все более отчетливо вырисовываются ограничения, преодоление которых в будущем потребует радикально новых решений. Одним из них является уход из атмосферы наружного воздуха со всем высоковольтным оборудованием в замкнутые, малогабаритные объемы, заполненные сжатыми газами, имеющими особое сродство к электрону. Это их свойство обеспечивает высокую электрическую прочность, способность дугогашения и другие полезные особенности, позволяющие рассчитывать на возможность создания передач с пропускной способностью, превышающей возможность

современной техники на один и, если нужно, два порядка величины.

Одновременно решаются экологические проблемы и устраняется, в частности, вредное влияние сильных электрических полей на обслуживающий персонал.

Сейчас во многих странах мира изучаются и разрабатываются вопросы создания аппаратуры и линий подобного типа на основе использования так называемого «элегаса» — шестифтористой серы, газа, особо пригодного для этих целей. Нельзя не упомянуть, что первые и наиболее капитальные исследования свойств электроотрицательных газов были сделаны еще в 40-х годах в Физико-техническом институте АН СССР.

Выше приведены лишь некоторые примеры перспективных путей развития электродинамики в земных условиях.

Существенной чертой электродинамики земных макрообъектов является то, что именно она, вбирая в себя достижения всех наук, в том числе и результаты, достигнутые при изучении космоса и микромира, обеспечивает развитие производственной деятельности и повышение уровня жизни человека на Земле и соответственно служит для построения материальной базы коммунистического общества. В этом глубокий смысл немеркнувшей по своему значению гениальной формулы В. И. Ленина:



«Электричество» — орган Академии наук СССР, старейший русский электротехнический журнал

(К 250-летию Академии наук СССР)

Доктор техн. наук, проф. МАМИКОНЯНЦ Л. Г.,

доктор техн. наук, проф. ПЕТРОВ И. И., инж. ЕВСЕЕВ Б. Н.

Около ста лет назад, в 1880 г. VI (электротехническим) отделом Русского технического общества был основан один из старейших электротехнических журналов мира — журнал «Электричество», в котором со дня его основания деятельное участие принимали члены Российской Академии наук и впоследствии Академии наук СССР.

Организаторами журнала были выдающиеся русские ученые того времени — В. Н. Чиколев, Д. А. Лачинов, П. Н. Яблочков, А. Н. Лодыгин, Ф. А. Пироцкий и др. Все они с большим энтузиазмом продолжали развивать учение об электричестве и магнетизме, начатое в России еще М. В. Ломоносовым, В. В. Петровым, П. М. Шиллингом, Б. С. Якоби и Э. Х. Ленцом, и новую отрасль техники — электротехнику. Они были убеждены, что электричеству предстоит большое будущее и что вскоре оно проникнет во все сферы человеческой деятельности.

В первых номерах журнала «Электричество» за 1880 г. Д. А. Лачинов опубликовав серию статей, в одной из которых он с большой прозорливостью писал: «Прилагая паровую или всякую другую силу к динамоэлектрической машине, мы получим ее всю

«Коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны».

Это соответствует и основному общему положению Устава Академии наук СССР, в п. 2 которого записано:

«Академия наук СССР имеет своей целью:

развитие исследований по ведущим направлениям естественных и общественных наук;

осуществление перспективных научных исследований, непосредственно связанных с развитием производства и, в первую очередь, в таких определяющих областях технического прогресса, как электрификация всей страны, комплексная механизация и автоматизация производства, химизация важнейших отраслей народного хозяйства, новые материалы, радиоэлектроника, использование новых источников энергии, разработка новых методов преобразования энергии;

выявление принципиально новых возможностей технического прогресса и подготовку рекомендаций для их использования в народном хозяйстве;

изучение и обобщение достижений мировой науки и содействие наиболее полному использованию этих достижений в практике коммунистического строительства в СССР.

Академия наук своими научными исследованиями и всей своей деятельностью активно участвует в построении коммунистического общества в СССР и помогает делу укрепления мира во всем мире».

в форме гальванического тока. Этот ток может быть с огромной выгодой использован во всех технических применениях, как-то: в электрическом освещении, гальванопластике, телеграфии и, наконец, в электродвижении. В этом последнем наиболее интересном случае вопрос принимает особую, довольно оригинальную форму: в одном пункте мы пользуемся паровой или какой-либо иной силой для вращения динамоэлектрической машины и полученный таким образом ток проводим посредством проволок в другой более или менее удаленный пункт, где заставляем его действовать на электрическую машину, которая, наконец и производит требуемую работу. Электродвижение является здесь, следовательно, в форме передачи механической работы посредством электричества. Теория электрической передачи работы представляет едва ли не самую интересную и многообещающую область электротехники и ей предстоит, по-видимому, в будущем играть весьма важную роль в промышленности, на заводах, фабриках и железных дорогах». Время подтвердило, что предвидение Д. А. Лачинова оправдалось.

В конце прошлого столетия в работе журнала активное участие принимали виднейшие физики и

электротехники России, среди которых были А. С. Попов, М. О. Доливо-Добровольский, Н. Н. Бенардос, Н. Г. Славянов, А. Г. Столетов, О. Д. Хвольсон, Ф. Ф. Петрушевский и многие другие. В своих статьях они освещали как теоретические вопросы в области электричества, так и различные аспекты практического его применения. Так, много места в журнале уделялось возможности передачи электрической энергии на большие расстояния в связи с перспективностью этой проблемы. В статьях В. Н. Чиколева, П. Н. Яблочкова и др. обсуждались вопросы преимуществ и недостатков постоянного и переменного тока при передаче его на большие расстояния. Особое внимание при этом уделялось трехфазной системе тока, создателем которой был выдающийся русский инженер-изобретатель М. О. Доливо-Добровольский. Наиболее примечательными в этом направлении были статьи Р. Э. Классона и самого М. О. Доливо-Добровольского. Значительное место в этот период отводилось в журнале вопросам производства и распределения электрической энергии, электрическим машинам, трансформаторам и электрическим аппаратам, в том числе выпрямителям переменного тока. Большое внимание уделялось весьма актуальным для конца XIX века вопросам электрического освещения, телеграфии и телефонии. В 1896 г. в журнале «Электричество» была опубликована статья изобретателя радио А. С. Попова о приборе для обнаружения и регистрации колебаний в атмосфере.

Проблема электрификации железных дорог освещалась в статьях В. Н. Чиколева, Г. О. Графтио и др. Ряд статей был посвящен электрохимии, в том числе статья М. О. Доливо-Добровольского о теории и практике электролиза. В журнале рассматривались также вопросы, связанные с применением электричества в металлургии. В частности, в 1880—1890 гг. были опубликованы статьи об электрометаллургических печах, о способе Н. Н. Бенардоса электрической сварки и спайки, об электрическом уплотнении металлических отливок по способу Н. Г. Славянова и др.

Как известно, начало электрическому приводу положил русский академик Б. С. Якоби, осуществивший в 1838 г. движение бота на р. Неве от электрического двигателя с питанием от гальванических батарей. Однако из-за несовершенства электрических двигателей и источников питания электропривод распространялся весьма медленно. Тем не менее журнал «Электричество», предвидя большое значение электропривода для всех отраслей промышленности, начал публикацию статей по этим вопросам. Особое значение имели при этом статьи Д. А. Лачинова «Электромеханическая работа» (1880 г.). Д. А. Лачинов впервые создал научные основы теории электропривода. В этот же период в журнале были помещены статьи об использовании электрических двигателей в качестве привода для заводских машин и станков, о применении электричества в рудниках и каменноугольных копях, об электрической подъемной машине и др.

Журнал «Электричество» уделял также внимание вопросам электрификации сельского хозяйства, быта и другим применениям электричества. Такая многогранность журнала легко была объяснима, по-

скольку в то время электричество только начинало завоевывать все новые области применения.

Наряду с освещением вопросов прикладной электротехники в журнале значительное внимание уделялось науке об электричестве и теоретическим основам электротехники. В первых и последующих номерах журнала были опубликованы статьи об электромагнитной теории Максвелла, о многофазных переменных токах, об опытах над переменными токами повышенной частоты, об открытии Рентгена, об исследованиях электрической дуги, об электронах и др. Авторами теоретических статей были выдающиеся ученые России, в том числе П. И. Бахметьев, И. И. Боргман, А. Г. Столетов, О. Д. Хвольсон и др. Большое значение редколлегия журнала придавала вопросам защиты научного и изобретательского приоритета русских ученых и изобретателей. В 1880—1890 гг. были опубликованы статьи в защиту приоритета П. Н. Яблочкова и И. Я. Усагина на изобретение трансформатора, приоритета А. С. Попова на изобретение радио и др.

Наконец, в эти же годы в журнале были напечатаны материалы, направленные на развитие электротехнического образования в России, автором которых был М. А. Шателен.

В начале XX столетия журнал «Электричество» стал общепризнанным, ведущим органом электротехников России, сплотившим вокруг себя наиболее передовых ученых и инженеров страны. Публикуемые в нем статьи по всем направлениям теоретической и прикладной электротехники отличались высоким научным уровнем и прогрессивностью. В журнале появились новые направления, вызванные бурным развитием науки об электричестве. Авторами многих теоретических статей были крупные физики и электротехники — В. Ф. Миткевич, А. Ф. Иоффе, изобретатель телевидения Б. Л. Розинг и др. В этих статьях рассматривались такие вопросы, как теория электрических колебаний, теория дуги переменного тока, явления тихого (коронного) разряда в высоковольтных линиях передач, электрические способы решения уравнений, электронная теория металлической проводимости, электрический ток с позиций электронной теории, телевидение и многие другие.

Большое развитие получили вопросы, связанные с электрическими станциями, передачей и распределением электрической энергии. И в этой области появились новые направления — по теории перенапряжений и защите электрических систем от них, автоматическому регулированию напряжения и др. Авторами статей по этой тематике были известные электротехники того времени — П. Д. Войнаровский, А. А. Чернышев и др. В области электрических машин, трансформаторов, выпрямителей и аппаратов в журнале были опубликованы статьи К. И. Шенфера, К. А. Круга, Ф. И. Холуянова, В. Ф. Миткевича и других электротехников, известных своими трудами и изобретениями в электромашиностроении и аппаратостроении.

Большой интерес представляли материалы, посвященные электрификации железных дорог и морского транспорта. В них рассматривалась проблема системы тока для железных дорог, сравнивалась электрическая тяга с паровой, обсуждался проект

метрополитена в Москве, выполненный в 1914 г. М. К. Поливановым, рассматривались преимущества электрической тяги на судах и другие вопросы. В дискуссиях о системе тока для электрификации железных дорог принимали участие А. В. Вульф, Г. О. Графтио, А. Б. Лебедев, В. А. Шевалин и др.

Значительно больше стало появляться статей по электроприводу установок текстильной, металлургической, горной и других отраслей промышленности. Продолжалась публикация статей и по электрохимии, электрометаллургии (электрические печи), по электрификации сельского хозяйства и быта и по электротехническим материалам. Много внимания уделялось вопросам проводной связи, радио и зарождавшемуся телевидению.

Примечательным для того периода было стремление передовых ученых и инженеров освободиться от иностранной зависимости России в области энергетики и электротехники и создать отечественную электропромышленность. В то время Россия была отсталой в техническом отношении страной и целиком зависела от иностранного капитала. Косность царских чиновников, неверие их в творческие силы своего народа привели к тому, что собственной электропромышленности в России по существу не было, поэтому появление в журнале «Электричество» ряда статей, посвященных необходимости создания в России электротехнической промышленности и энергетической базы, было для того времени смелым и прогрессивным направлением.

Следует также отметить, что несмотря на неблагоприятные условия, в которых приходилось работать русским ученым и специалистам до Октябрьской Социалистической революции, и техническую отсталость России, идеи и разработки в области электротехники отличались высоким научным и инженерным уровнем, отнюдь не уступающим уровню мировой электротехники, и часто превосходящим его. К сожалению, идеи и изобретения русских ученых и инженеров во многих случаях использовались значительно раньше за рубежом, чем в собственной стране.

С 1918 г. издание журнала «Электричество» было временно прекращено. Выход его в свет возобновился в 1922 г. В то время был уже утвержден план ГОЭЛРО, в разработке которого участвовали крупные специалисты во главе с академиком Г. М. Кржижановским, и журнал «Электричество» стал проводником идей этого плана. В течение 20-х годов в журнале была опубликована серия статей по реализации этого плана, авторами которых были А. В. Винтер, Р. Э. Классон, М. К. Поливанов, А. А. Горев, А. А. Смуров, Б. И. Угримов и др.

Выполнение плана ГОЭЛРО потребовало полной реконструкции и расширения электропромышленности страны, что нашло соответствующее отражение в журнале. Вопросам электромашиностроения, трансформаторостроения, аппаратостроения и другим видам электрооборудования были посвящены в тот период статьи В. А. Толвинского, К. И. Шенфера, М. П. Костенко, Д. В. Ефремова, Л. М. Пиотровского, Р. А. Лютера и др.

Получают новое развитие и статьи теоретического плана, посвященные науке об электричестве. Примером тому могут служить статьи об электриче-

ской природе материи А. Ф. Иоффе, квантовой теории материи Д. В. Скобельцина и некоторые другие.

Начиная с 1930 г. и до начала Великой Отечественной войны (1941 г.), журнал «Электричество» уделяет большое внимание выполнению первых пятилеток в области электрификации страны и развития электропромышленности. В этот период в журнале освещаются вопросы создания единой высоковольтной сети, устойчивости систем, передачи электроэнергии постоянным током высокого напряжения, строительству крупных ГЭС и ТЭС и другим проблемам, связанным с большой энергетикой.

Большое место в журнале занимают статьи по созданию отечественных крупных электрических машин (турбо- и гидрогенераторов), единых серий электродвигателей, трансформаторов, высоковольтных и низковольтных аппаратов, новых изоляционных материалов и другого электрооборудования. Обсуждаются вопросы выбора системы электрической тяги, расширяется тематика статей по электроприводу, где на основе релейно-контактной аппаратуры создаются сложные системы автоматизированного и следящего электроприводов рабочих машин.

Начали освещаться в журнале и вопросы полупроводниковой техники и возможных областей ее применения в электротехнических устройствах.

В то же время журнал продолжал публиковать теоретические статьи по электричеству. К их числу принадлежат статьи А. Ф. Иоффе об электрических свойствах диэлектриков и энергетических проблемах, статья А. А. Смурова о физической природе явлений при импульсных разрядах, статьи об условности математической трактовки физических явлений В. Ф. Миткевича, Я. И. Френкеля, Д. Б. Гогоберидзе, о физике атомного ядра и др. Усилилась информация читателей журнала о достижениях зарубежной науки и техники в области электричества и электротехники, что содействовало ускорению технического прогресса в области новых разработок.

В 30-х годах в СССР оформились и получили развитие новые электротехнические издания специализированных профилей, к числу которых следует отнести журналы «Электрические станции», «Электротехника», «Промышленная энергетика», а также ведомственные журналы по автоматике, промышленной электронике, радиотехнике и другим направлениям. В связи с этим в журнале «Электричество» начали преобладать статьи по основополагающим вопросам энергетики и электротехники, представляющим интерес для широкого круга читателей. С 1938 г. журнал становится органом Академии наук СССР.

Великая Отечественная война прервала издание журнала «Электричество», лишь в 1944 г. он возобновил свою деятельность. В первые послевоенные годы журнал много внимания уделял восстановлению энергетического хозяйства страны и электропромышленности, разрушенных войной, а также наряду со статьями на традиционные для него темы начал публиковать статьи, освещающие новые направления в энергетике и электротехнике, вызванные научно-технической революцией.

Большое влияние на содержание статей оказали достижения в области теоретической и прикладной математики. Применение новых математических методов и быстро развивающейся вычислительной техники позволило более глубоко исследовать сложные процессы в электрических устройствах и резко повысило научный уровень публикуемых работ по энергетике и электротехнике. Следствием достижений в ядерной физике явилось новое направление в энергетике — создание атомных электрических станций. Особенно большое влияние на возникновение новых направлений в энергетике и электротехнике оказали успехи в области физики твердого тела и вычислительной техники. Применению полупроводниковой техники, особенно тиристоров, а также вычислительных машин и их элементов в различных электротехнических устройствах и системах автоматического управления и вопросам кибернетики было посвящено в журнале большое количество статей. Значительное внимание уделялось совершенствованию методов преобразования энергии, новым источникам электрической энергии и другим проблемам.

В работе журнала «Электричество» в этот период принимали участие академики и члены-корреспонденты Академии наук СССР — Г. М. Кржижановский, А. Ф. Иоффе, В. С. Кулебакин, М. П. Костенко, Л. Р. Нейман, В. И. Попков, А. И. Берг, Л. А. Мелентьев, К. А. Адрианов, В. И. Дикушин, Б. М. Вул, А. Н. Ларионов, Б. С. Сотсков, М. А. Гаврилов, А. Е. Алексеев, Г. Н. Петров и др., а также профессора — Б. П. Апаров, Л. И. Сиротинский, А. А. Глазунов, В. Ю. Ломоносов, И. А. Сыромятников, П. С. Жданов, С. А. Ринкевич, В. К. Попов, Д. В. Разевиг и др.

В марте 1971 г. состоялся исторический XXIV съезд КПСС. Решения этого съезда по пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР на 1971—1975 гг. определили основные направления развития науки и техники в СССР на этот период, в том числе и в области энергетике и электротехники. В связи с этим журнал «Электричество» направил свои усилия на реализацию идей, заложенных в решениях XXIV съезда КПСС.

В области энергетики журнал большое внимание уделяет вопросам объединения всех энергосистем страны в единую энергетическую систему. (ЕЭС) с тем, чтобы уровень централизации электроснабжения страны составил к 1980 г. около 99%. Так как ЕЭС предусматривается строить на базе мощных системообразующих связей сверхвысоких напряжений, то в журнале получают освещение вопросы создания мощных передач переменного тока напряжением 750—1200 кВ и постоянного тока напряжением до 2000—2200 кВ (± 1000 —1100 кВ). Создание объединений энергетических систем, соединение на параллельную работу электростанций, значительно удаленных друг от друга и от центров нагрузок, обусловило необходимость рассмотрения в журнале вопросов устойчивости энергосистем, перенапряжений и защиты от них, ограничения токов короткого замыкания, релейной защиты, управления нормальными и аварийными режимами работы энергообъединений, противоаварийной и режимной автоматики, средств телеуправления и др. Боль-

шое внимание уделяется в журнале вопросам применения в энергетике для целей управления и для решения задач оптимизации современной вычислительной техники, в частности создания АСУ. В решениях XXIV съезда КПСС предусмотрено значительное развитие атомной энергетики с установкой на АЭС реакторов единичной мощности 1 млн. кВт и выше. В связи с этим журналом предпринимаются меры для освещения общеэнергетических и специфических электротехнических вопросов создания и работы АЭС с водоохлаждающими реакторами и АЭС с реакторами на быстрых нейтронах с жидкометаллическими носителями. Предпринимаются также меры к опубликованию статей, посвященных новым источникам электрической энергии — магнитогидродинамическим генераторам, использованию геотермальных вод, энергии солнца и ветра и т. п.

В решениях XXIV съезда КПСС указывается на необходимость автоматизации производственных процессов во всех отраслях народного хозяйства. Поэтому в журнале широко освещаются вопросы развития **автоматизированного электропривода** и автоматизированных систем управления производственными процессами. При этом здесь особое внимание уделяется тиристорному регулируемому электроприводу постоянного и переменного тока, электроприводам с синхронными, вентильными, линейными и специальными электродвигателями. Ряд статей посвящен вопросам бесконтактных систем управления сложными электроприводами и технологическими процессами с использованием управляющих вычислительных машин, мощных полупроводниковых источников питания, новейших средств автоматики и программирования. Находит отражение в журнале и проблема создания унифицированных блочных аналоговых и цифровых средств управления электроприводами. Большой интерес вызывают вопросы машинных методов проектирования систем автоматизированного электропривода на основе применения серийного силового электрооборудования и серийных устройств управления — элементов логики в блочном исполнении и других средств автоматики. Много статей посвящается обсуждению результатов научных исследований в области неустановившихся процессов в сложных системах электропривода, предусматривающих использование методов математического моделирования и вычислительной техники.

Значительное внимание в решениях XXIV съезда уделяется обеспечению опережающего развития прогрессивного электротехнического оборудования и увеличению единичной мощности основных технологических агрегатов с учетом их экономичности. Исходя из этого, журнал «Электричество» стремится освещать на своих страницах наиболее принципиальные вопросы, связанные с разработкой прогрессивных типов электрических машин, трансформаторов, аппаратов и др. электрооборудования.

В разделе журнала, посвященном **электрическим машинам**, рассматриваются крупные турбогенераторы мощностью до 1200 Мвт, гидрогенераторы мощностью 500 Мвт и более в комплексе со статическими полупроводниковыми и бесщеточными системами возбуждения, с использованием эффективных систем охлаждения, новых изоляционных и других

материалов; крупные машины постоянного тока для металлургических приводов мощностью 15 000 кВт; специальные электродвигатели — постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов, вентильные с задатчиком частоты на валу, синхронные без контактных колец, двигатели с гладким якорем и печатными обмотками, с коническим ротором, с катящимся ротором, линейные и др.; новые серии электродвигателей общепромышленного применения с улучшенными весовыми и энергетическими показателями и широким диапазоном мощностей; новые серии взрывобезопасных двигателей; микродвигатели различных назначений для систем автоматики и быта.

В области трансформаторостроения в журнале освещаются вопросы, связанные с повышением мощности силовых трансформаторов и автотрансформаторов (до 1 000—1 500 Мва), с созданием серии трансформаторов и автотрансформаторов на напряжение 500, 750 и 1 150 кВ. Рассматриваются также вопросы усовершенствования систем охлаждения, использования устройств регулирования напряжения под нагрузкой и др.

Обсуждается создание высоковольтного оборудования для линий передач постоянного тока напряжением до 1 500 кВ, комплекса электрооборудования переменного тока напряжением до 1 150 кВ, низковольтного аппаратостроения на базе применения полупроводниковых приборов и магнитных усилителей и др.

Значительное место в журнале отводится силовой полупроводниковой технике и расширению областей ее применения для выпрямительных и инверторных установок, используемых в линиях электропередачи постоянного тока, при электрификации железных дорог, в системах возбуждения электрических машин, в устройствах преобразования частоты для электропривода, сварочной технике и др. Особое внимание при этом уделяется созданию комплектов крупноблочных устройств с комплектными блоками регулирования на логических элементах, с магнитными и другими усилителями.

Освещаются в журнале принципиальные вопросы электрификации железнодорожного транспорта, сельского хозяйства, проблемы электротехнических материалов, электротермии, электрической сварки металлов и пластмасс, где особый интерес представляют плазменная сварка, сварка токами радиочастоты, применение новых видов источников питания и др.

В журнале «Электричество» систематически освещаются основные научные и практические задачи, стоящие перед энергетикой и электропромышленностью страны, обсуждаемые на заседаниях Научного Совета по теоретическим и электрофизическим проблемам энергетики Академии наук СССР.

Редколлегия журнала считает, что решение этих задач будет способствовать успешному выполнению заданий девятой пятилетки в области энергетики и электрификации страны.



УДК 621.315.1.019.3:311

Учет основных факторов повреждаемости при статистическом анализе надежности дальних линий электропередачи и применение его результатов

Инж. ГАЙСНЕР А. Д., канд. техн. наук ТИМЧЕНКО В. Ф.

ВНИИЭ

1. **Постановка задачи.** Основной целью данной работы являлось определение характеристик надежности межсистемных ВЛ 500 кВ с учетом основных факторов, влияющих на их повреждаемость. К числу таких факторов относятся: пространственно-временные (длины участков ВЛ, распределение отказов по сезонам года, по часам суток и т. д.), метеорологические (грозы, гололед, ветры и т. д.), конструктивные (факторы, заложенные в конструкции ВЛ при ее проектировании) и т. п. Широко применяемый в настоящее время показатель $n_{уд}$ — удельное число повреждений на 100 км линии в год — не приспособлен выявлять влияние этих факторов и потому не может отражать в достаточной степени фактической картины повреждаемости протяженных ВЛ сверхвысокого напряжения. Поэтому этот показатель не может быть применен, например, для оценки риска нарушения устойчивости электропередачи при ее работе с определенным запасом пропускной способности в течение заданного времени. В данной работе предпринимается попытка оценки по эксплуатационным данным таких характеристик надежности ВЛ, которые могли

быть использованы в практике оперативного управления режимом дальних электропередач, но полученные в работе результаты могут найти применение и в практике проектирования дальних электропередач сверхвысокого напряжения.

2. **Принимаемые определения.** Принятые в работе определения конкретизируют основные понятия теории надежности с учетом назначения линий электропередачи и специфики сформулированной выше задачи работы. Основным назначением линии электропередачи является транспорт электроэнергии. Внезапный перерыв питания по линии с нарушением устойчивости параллельной работы соединяемых ею энергосистем или без него допустимо рассматривать как отказ в нормальном режиме электропередачи. Если на участке ВЛ, заключенном между двумя подстанциями (рис. 1), происходит повреждение, сопровождающееся коротким замыканием, релейная защита отключает весь участок. В случае одноцепной линии это приводит к разрыву передачи, а в случае двухцепной линии — к уменьшению ее пропускной способности, т. е. к полной или частичной утрате основной функции. Поэтому

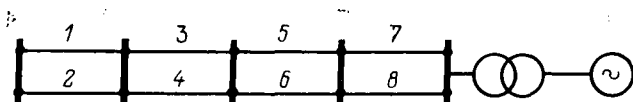


Рис. 1. Упрощенная схема межсистемной связи.

элементом линий электропередачи в данной работе считается участок одной цепи ВЛ, заключенный между двумя подстанциями. Отказом в нормальном режиме элемента считается внезапное отключение релейной защитой нагруженного участка ВЛ. Часть отказов сопровождается успешным АПВ, и такие отказы считаются отказами с мгновенным восстановлением нормального режима, так как время АПВ весьма мало по сравнению с продолжительностью ремонта, вызванного несамоустраняющимися повреждениями на ВЛ. Отказы с неуспешным АПВ обуславливают конечное время восстановления нормального режима электропередачи. Отключения линии после включения ее вручную на короткое замыкание после неуспешного АПВ в данной работе не считаются отказом, ибо представляют собой результат целенаправленного действия персонала.

Зачастую отказы на ВЛ возникают сериями. Например, при гололеде «пляска» проводов и вызываемые ею перекрытия изоляции могут возникать, прекращаться и вновь возникать до тех пор, пока гололед не будет расплавлен или разрушен. Сериями принципиально могут идти отказы элементов ВЛ, вызываемые последовательными ударами молний при грозе, лесными пожарами на трассе линии, а также появлением в атмосфере вблизи линий взвесей, способных загрязнять изоляцию, и т. д. и т. п. Серией отказов в данной работе считается группа последовательных отказов (более одного), разделенных интервалом времени не более 24 ч и вызванных одним фактором.

Отказы элементов ВЛ, вызванные метеорологическими факторами (гроза, гололед), имеют отчетливо выраженный сезонный характер. Поэтому нет смысла относить такие отказы к продолжительности всего года, как это делается при определении $n_{уд}$. Целесообразно выделять соответственно грозовой, гололедный и т. п. Начало и окончание такого периода зависят от географических условий и для разных участков одной протяженной ВЛ могут быть различными. Протяженной будем считать такую линию, последовательные участки которой находятся в неоднородных условиях.

3. Исходная информация. Для анализа были использованы эксплуатационные данные о повреждаемости ВЛ 500 кВ Волжские ГЭС — Москва с 1963 по 1970 г., которые были получены: а) от организации, ответственной за оперативное управление режимами электропередач и б) от организации, ведающей эксплуатацией этих линий. Отражая специфику этих организаций, данные несколько отличаются, дополняя друг друга, в результате чего достоверность статистических оценок характеристик повреждаемости ВЛ повышается.

4. Проверка основных пространственно-временных соотношений. При данном объеме статистики о повреждаемости и данном диапазоне длин участ-

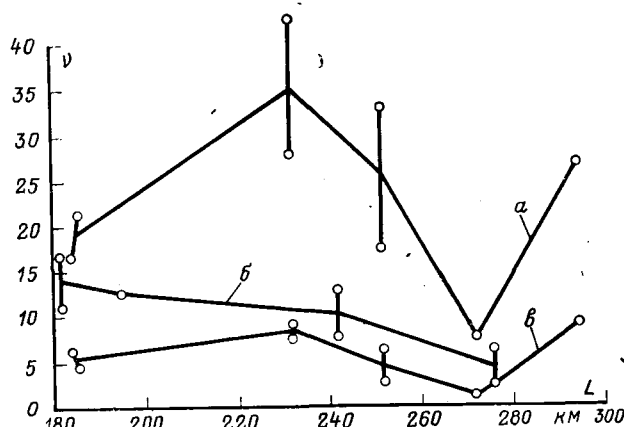


Рис. 2. Зависимость числа отказов от длины участков линии. а — для ВЛ 500 кВ Волгоград—Москва; б — для ВЛ 500 кВ Куйбышев—Москва; в — зависимость числа гололедных серий отказов от длины участков для ВЛ 500 кВ Волгоград—Москва.

ков ВЛ 500 кВ (от 180 до 300 км) не удается выявить какую-либо зависимость числа отказов участка от его длины (рис. 2). По-видимому, для данных ВЛ местные факторы, свои для каждого участка, оказывают большее влияние на повреждаемость, чем фактор длины участка.

Распределение числа отказов участков ВЛ 500 кВ по сезонам года существенно неравномерно (рис. 3). Среднемесячная доля отказов составляет: с декабря по апрель по 14,1% (в основном это отказы, вызванные гололедом и «пляской» проводов), с мая по сентябрь — 5,0%, в октябре — ноябре — 1,55%; максимальна доля отказов в декабре — 19,6%. Если рассматривать отказы как события, происходящие в случайные моменты времени, то отмеченная неравномерность отказов означает, что с вероятностной точки зрения отказы ВЛ 500 кВ

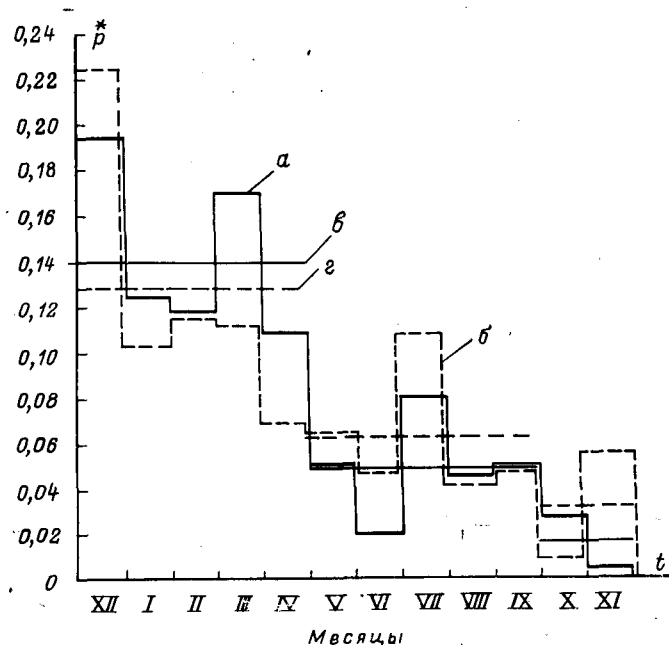


Рис. 3. Распределение вероятности отказов произвольного участка линии по месяцам года.

а — для ВЛ 500 кВ Волгоград—Москва; б — для всех ВЛ 500 кВ ЕЭС европейской части СССР (по данным [Л. 1]); в — средние доли отказов за сезон для ВЛ 500 кВ Волгоград—Москва; г — то же для всех ВЛ 500 кВ ЕЭС европейской части СССР.

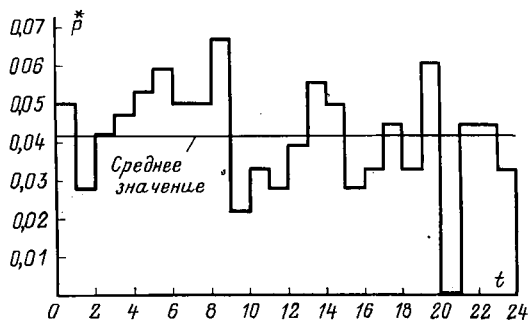


Рис. 4. Распределение вероятности попадания отказа произвольного участка ВЛ 500 кв Волгоград—Москва в заданный час суток.

образуют нестационарную случайную последовательность. Статистическая проверка с помощью критерия согласия показывает, что с достоверностью 0,95 согласуется с опытом гипотеза о равномерном распределении отказов участков рассматриваемых ВЛ 500 кв по часам суток (рис. 4). Напротив, распределение отказов по видам коротких замыканий существенно неравномерно (табл. 1).

5. **Оцениваемые характеристики надежности.** Для каждого участка обеих ВЛ в работе оценены следующие характеристики надежности:

- 1) среднее время безотказной работы участка T_1 ;
- 2) среднее время восстановления нормального режима участка T_2 (с учетом процента неуспешных АПВ);
- 3 и 4) среднеквадратичные отклонения от этих средних значений, соответственно σ_1 и σ_2 ;
- 5) коэффициент готовности, как оценка вероятности того, что в произвольный момент времени участок ВЛ находится в работе (а не в ремонте вследствие отказа)

$$k_r \approx \frac{T_1}{T_1 + T_2}; \quad (1)$$

6) величина

$$q = 1 - k_r, \quad (2)$$

как оценка вероятности того, что в произвольный момент времени участок ВЛ не работает вследствие отказа.

Перечисленные вероятностные характеристики были оценены безотказительно к причинам появления отказов, т. е. по всей имеющейся статистике повреждений за все рассматриваемое время подряд; такой анализ повреждаемости ниже называется для краткости «общим». Кроме того, перечисленные ха-

Таблица 1

Распределение отказов ВЛ 500 кв по видам коротких замыканий, %

Виды коротких замыканий	Линии			Все ВЛ 500 кв ЕЭС европейской части СССР за 1961—1968 гг. [Л. 1]
	Волгоградская	Куйбышевская	Обе линии	
Однофазные	91,2	92,2	91,5	91,5
Двухфазные	2,3	2,6	2,4	1,8
Двухфазные на землю	2,3	3,9	2,7	2,2
Трехфазные	4,2	1,3	3,4	4,5

рактеристики были оценены для гололедных периодов, и такой анализ ниже (тоже для краткости) именуется «факторным», имея в виду, что гололед и «пляска» проводов являющихся одним из существенных факторов, определяющих повреждаемость рассматриваемых ВЛ 500 кв. Оказалось, что, например, для гололедных периодов $T_1 \approx \sigma_1$, $T_2 \approx \sigma_2$, из чего можно предположить, что распределение времени между сериями гололедных отказов и продолжительности серий отказов участка ВЛ 500 кв близко к экспоненциальному распределению вероятности, а распределение числа серий гололедных отказов — к распределению вероятности Пуассона. Предположение об экспоненциальном распределении было использовано для вычисления доверительных оценок T_1 , T_2 и k_r , а также для оценки вероятности отказа за время t . Предположение о пуассоновском распределении числа отказов было использовано для оценки вероятности появления K серий отказов (в том числе $K=0$, т. е. отсутствия серий отказов) за гололедный сезон. Эти предположения ниже используются также для статистической проверки влияния района гололедности на повреждаемость участка ВЛ 500 кв.

6. **Основные результаты «общего» анализа надежности Куйбышевской и Волгоградской линии и их сопоставление.** В настоящем разделе рассматриваются основные результаты «общего» анализа надежности участков ВЛ 500 кв. При статистической обработке из фактических данных о повреждаемости были исключены отказы, обусловленные действиями людей и потому представляющие статистически неоднородный, т. е. не поддающийся статистическим оценкам, материал. Характеристики надежности оценивались для всех участков обеих ВЛ, а затем полученные оценки характеристик усреднялись по всем участкам данной линии. Полученные оценки характеристик надежности участков каждой линии приведены в табл. 2. Видно, что по всем показателям надежность Волгоградской линии хуже, чем Куйбышевской. По-видимому, одной из причин этого является то, что трасса Волгоградской линии проходит по районам с более интенсивным загрязнением атмосферы промышленными предприятиями. Вероятно, это обстоятельство не было в достаточной мере учтено при проектировании этой линии, ибо на ней первоначально было предусмотрено на два изолятора в гирлянде меньше, чем на уже работавшей Куйбышевской линии. В первые годы эксплуатации на Волгоградской линии имела место повышенная отбраковка изоляторов, которая, видимо, объяснялась их более низким качеством. Одной из причин более высокой эксплуатационной надежности Куйбышевской линии явились проведенные на ней мероприятия, предшествовавшие переводу ее с напряжения 400 на 500 кв (подстановка на ряде гололедоопасных участков дополнительных опор, замена гирлянд изоляторов и т. п.).

Под успешностью включения от АПВ, как известно [Л. 1], понимается выраженное в процентах отношение числа включений линии при действии АПВ, после которых она оставалась включенной, к общему числу срабатываний АПВ. По данным [Л. 2] успешность АПВ на ВЛ 500 кв ЕЭС за 1961—1967 гг. оценивалась величиной примерно

Таблица 2

Основные статистические характеристики
повреждаемости участков ВЛ без учета
влияющих факторов

Участки	Длина, км	Число от- казов	T_1 , ч	T_2 , ч	Число успешных АПВ, %	k_r	q
<i>Линия Волгоград — Москва</i>							
1	183	17	2 878	1,5	59	0,9995	0,0005
2	184	21	2 909	17,3	9,5	0,9941	0,0059
3	232	28	2 412	4,8	39	0,9980	0,0020
4	232	43	1 612	11,4	23	0,9930	0,0070
5	252	17	2 310	4,0	41	0,9983	0,0017
6	252	33	1 943	0,8	55	0,9996	0,0004
7	296	27	2 425	2,5	48	0,9990	0,0010
8	271	8	7 952	2,7	50	0,9997	0,0003
Средние значения	238	24,25	3 055	5,6	40,6	0,9976	0,00235

Линия Куйбышев — Москва

1	195	12	6 290	6,0	25	0,9991	0,0009
2	117	5	10 523	8,4	40	0,9992	0,0008
3	274	2	—	—	—	—	—
4	274	6	13 337	6,5	17	0,9995	0,0005
5	242	8	8 292	1,9	50	0,9998	0,0002
6	242	13	3 521	0,01	92	>0,9999	<0,0001
7	181	11	3 845	1,9	27	0,9995	0,0005
8	181	17	4 230	2,0	47	0,9995	0,0005
Средние значения	205	10,3	7 148	3,8	42,6	0,9995	0,0005

Примечание. Длины участков ВЛ взяты из [Л. 5]. Нумерация участков на рис. 1 взята от Москвы. Нечетные номера участков соответствуют Восточной цепи Волгоградской линии и Северной цепи Куйбышевской линии; четные — Западной и Южной цепям данных линий.

65%. По данным [Л. 1] она оценивалась величиной примерно 50% по всем ВЛ 500 кв ЕЭС за 1961—1968 гг.; указывалось, что успешность включения вручную поврежденной линии после неуспешного АПВ составляет 30—50%. В то же время известно, что на этих линиях паузы АПВ заведомо превышают время, необходимое для погасания дуги при перекрытиях гирлянд изоляторов и деионизации. Поэтому представляет интерес выяснение причин относительно низкой успешности АПВ и высокой успешности последующих ручных включений ВЛ 500 кв. В данной работе неуспешные ручные включения линий после неуспешных АПВ при вычислении оценок характеристик надежности не учитывались. Средние значения успешности АПВ, приведенные в табл. 2, несколько отличаются от оценки [Л. 1] возможно потому, что в анализируемых здесь исходных данных не всегда можно было понять, не было ли отключено устройство АПВ в момент возникновения некоторых повреждений. Данные табл. 2 показывают, что успешность АПВ для разных участков рассматриваемых ВЛ характеризуется весьма значительным разбросом, изменяясь от 9,5 до 92%. Представляет определенный практический интерес анализ причин отмеченных факторов, который выходит за рамки настоящей работы.

7. Характеристики повреждаемости ВЛ 500 кв в гололедные периоды и их сопоставление с результатами «общего» анализа надежности. Под гололедным периодом здесь понимается интервал времени,

Таблица 3

Характеристики числа серий гололедных отказов
участков ВЛ 500 кв (1963—1970 гг.)

Участки	Длина участ- ка, км	Район голо- ледности	Продолжитель- ность гололедного периода	Число голо- лед- ных серий	Число голо- ледных отказов в гололед- ных сериях
<i>ВЛ 500 кв Волгоград — Москва</i>					
1	183	I	с 15. XI по 15. IV	6	13
2	184	I	с 15. XI по 15. IV	5	5
3	232	II	с 15. XI по 15. IV	9	16
4	232	II	с 15. XI по 15. IV	8	26
5	252	I—II	с 15. XI по 1. IV	3	9
6	252	I—II	с 15. XI по 1. IV	6	19
7	296	I—II—III	с 15. XI по 15. IV	9	19
8	271	I—II	с 15. XI по 15. IV	1	1
Всего			5 месяцев	47	108

ВЛ 500 кв Куйбышев — Москва

1	195	I	с 1. XI по 1. IV	2	2
2	117	I	с 15. XI по 15. IV	0	0
3	274	I	с 15. XI по 15. IV	0	0
4	274	I	с 15. XI по 15. IV	1	1
5	242	I—II	с 15. XI по 15. IV	1	1
6	242	I—II	с 15. XI по 15. IV	1	7
7	181	II—III—IV	с 15. XI по 15. III	2	6
8	181	II—III—IV	с 15. XI по 15. III	4	13
Всего			5 месяцев	11	30

в течение которого за рассматриваемые годы (1963—1970) на соответствующем участке ВЛ 500 кв отмечались отказы, вызванные гололедом. Гололед в сочетании с ветром определенной силы и направления обуславливает появление «пляски» проводов. Гололед и «пляска» проводов обуславливает «серийное» следование отказов участка¹. Определение серии отказов, принятое в данной работе, было дано в п. 2. В табл. 3 приведены даты начала и окончания гололедных периодов для всех участков рассматриваемых ВЛ, номера районов гололедности, по которым они проходят, и число отказов участков. Продолжительность гололедных периодов составляет около пяти месяцев. Число серий «гололедных» отказов участка ВЛ на Волгоградской линии в среднем в три с лишним раза больше, чем на Куйбышевской (5,87 против 1,83). Этим, очевидно, в основном и объясняется более низкая общая надежность Волгоградской линии, отмеченная в п. 6. Выяснение причин столь существенных различий представляет большой практический интерес, однако оно выходит за рамки настоящей работы. Возможно, эти различия объясняются особенностями рельефа местности и господствующими ветрами на Волгоградских линиях.

В табл. 4 приведены оценки основных характеристик надежности участков Волгоградской линии (кроме одного), а также одного участка Куйбышевской линии, где оказалось возможным оценить эти характеристики надежности; на остальных участках этой линии либо вовсе не было гололедных отказов,

¹ В исходных данных причины рассматриваемых отказов указываются по совокупности — «гололед и пляска», так что разделить эти две причины невозможно.

Таблица 4
Основные статистические характеристики надежности участков ВЛ 500 кв в гололедные периоды (1963—1970 гг.)

Участки	$T_1, ч$	$\sigma_1, ч$	$T_2, ч$	$\sigma_2, ч$	$T_3, ч$	$T_4, ч$	q_2
<i>ВЛ 500 кв Волгоград — Москва</i>							
1	2 997	1 833	5,0	4,3	0,72	1,96	0,73
2	1 372	2 265	14,3	4,6	~0	14,3	0,99
3	3 335	3 544	3,5	3,9	0,30	1,83	0,86
4	3 427	3 494	22,6	22,8	1,68	5,79	0,78
5	2 690	787	3,7	4,7	0,11	2,06	0,97
6	5 028	5 190	3,4	2,9	0,66	0,60	0,48
7	3 315	2 988	4,3	4,0	1,08	1,48	0,58
Средние значения	3 166	2 872	8,1	6,7	0,65	4,00	0,86
<i>ВЛ 500 кв Куйбышев — Москва</i>							
8	1 934	1 897	8,2	6,3	0,22	2,38	0,92

Таблица 5

Односторонние доверительные оценки характеристик надежности участков ВЛ Волгоград — Москва в гололедные периоды

Участки	$\tilde{T}_1, ч$	$\tilde{T}_2, ч$	k'_r	q_1
1	1 874	19,6	0,9950	0,0050
2	822	23,4	0,9655	0,0345
3	2 266	5,8	0,9975	0,0025
4	2 278	38,9	0,9832	0,0168
5	1 383	10,2	0,9927	0,0073
6	3 144	6,4	0,9980	0,0020
7	2 253	7,2	0,9968	0,0032
Средние	2 003	15,3	0,9898	0,0102

Примечание. Оценки $\tilde{T}_1, \tilde{T}_2$ вычислены при доверительной вероятности 0,90; нумерация участков соответствует табл. 4.

либо их было слишком мало. При статистической обработке гололедные периоды каждого участка располагались подряд (это объясняет, каким образом T_1 может иногда оказываться больше продолжительности одного гололедного периода). Через T_1, σ_1 в табл. 4 обозначены соответственно среднее и среднеквадратичное значения промежутков между гололедными сериями, а через T_2, σ_2 — соответствующие характеристики продолжительности гололедных серий. Видно, что при достаточно большом числе серий (или соответственно отказов в серии) $T \approx \sigma$, из чего можно сделать предположения о пуассоновском распределении вероятности числа гололедных серий за гололедный период и числа отказов в одной серии, а также об экспоненциальном распределении промежутков времени между сериями. На основе этих предположений, с использованием данных табл. 4, с помощью методики, изложенной в [Л. 3], могут быть вычислены доверительные оценки основных характеристик надежности — нижняя T_1 для математического ожидания промежутков между сериями и верхняя T_2 для математического ожидания продолжительности серии. Подставляя эти оценки в формулы (1) и (2), получим так называемые «утяжеленные» значения коэффициента го-

товности $k_r = k'_r$ и $q = q_1$, значения которых для возможности сравнения с данными табл. 4 приведены в табл. 5. Нестационарность потока отказов (т. е. по сути дела неравномерность его в течение года) искажает экспоненциальное распределение промежутков между отказами, в связи с чем нет возможности получить доверительные оценки характеристик надежности при «общем» анализе надежности участков ВЛ 500 кв.

Сопоставление данных табл. 2, 4 и 5 наглядным образом зияявляет смысл применения доверительных оценок: оно как бы компенсирует вполне вероятную неполноту исходных данных о повреждениях на ВЛ 500 кв, в связи с чем доверительные оценки дают менее оптимистическую картину повреждаемости.

Величиной q_1 оценивается вероятность появления серии гололедных отказов участка ВЛ в произвольный момент гололедного сезона. Представляет интерес оценить, как изменяется вероятность отказа участка при условии, что на нем уже имеется гололед. В табл. 4 через T_3 обозначено среднее время между отказами участка ВЛ в гололедных сериях, а через T_4 — среднее время восстановления нормального режима после «серийного» отказа. Подставляя эти величины в формулу (2), получим значение $q = q_2$ как оценку условной вероятности отказа при условии, что началась гололедная серия отказов. Учитывая принятое в п. 2 определение серии, величину q_2 можно трактовать и как вероятность того, что после очередного гололедного отказа в течение суток появится, как минимум, еще один отказ, вызванный гололедом. Из табл. 4 видно, что вероятность q_2 , как правило, превышает величину 0,5, достигая порой значений 0,97—0,99. Таким образом, вероятность отказа ВЛ повышается в десятки раз при условии, если начинает действовать фактор, обуславливающий серийное следование отказов. Такой характер отказов может иметь место, например, и при прохождении трассы линии в пустынно-солончаковой местности, где отложения соли на юбках изоляторов обуславливают появление отказов сериями; то же самое может иметь место в засушливый сезон в лесостепных районах вследствие пожаров в лесах и торфяниках вдоль трассы линии². Общий анализ надежности ВЛ и в том числе такой ее показатель, как $n_{уд}$, полезны, однако они в принципе не могут выявлять рассмотренную особенность повреждаемости ВЛ [Л. 1, 2 и 4], учет которой особенно важен при управлении режимом межсистемной электропередачи с целью сохранения ее устойчивости. Неприятной особенностью гололедных отказов является то, что гололед обуславливает усиление затухания в высокочастотных каналах релейной защиты линий, в связи с чем могут отказывать основные защиты участков ВЛ 500 кв. Отсюда видно, что при гололеде не только сильно повышается вероятность отказа ВЛ сама по себе, но и вероятность затяжки времени отключения коротких замыканий, а следовательно, и вероятность нарушения динамической устойчивости.

В заключение данного раздела оценим вероятность появления v серий отказов участка ВЛ за

² Серии отказов, вызванных этими факторами, наблюдались на ВЛ, рассматриваемых в данной работе.

гололедный сезон, для чего воспользуемся формулой распределения вероятности Пуассона:

$$\mathcal{P}(v=K) = \frac{h^K}{K!} e^{-h}. \quad (6)$$

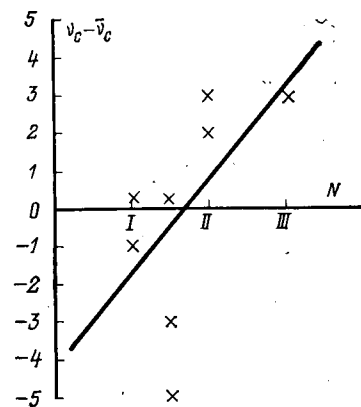
В качестве параметра распределения h примем среднее число серий гололедных отказов участка за сезон. Значения параметра h участков ВЛ 500 кв, а также значения вероятности появления K серий отказов за один сезон приведены в табл. 6.

Вероятность отсутствия серии гололедных отказов $\mathcal{P}(K=0)$ и вероятность появления ровно одной серии за сезон $\mathcal{P}(K=1)$ вычислены с помощью таблиц пуассоновского распределения, имеющих в любом руководстве по статистике. Вероятность появления не менее одной гололедной серии за сезон $\mathcal{P}(K \geq 1) = 1 - \mathcal{P}(K=0)$ для Волгоградской линии в большинстве случаев превышает 0,5. Отсюда видно, что для повышения надежности ВЛ 500 кв, прокладываемых в аналогичных физико-географических условиях, в первую очередь следует принимать меры борьбы с гололедом и предупреждения «пляски» проводов.

8. Статистическая проверка влияния района гололедности на повреждаемость участков ВЛ 500 кв. Данные о сериях отказов участков ВЛ, проходящих по различным районам гололедности, были приведены в табл. 3. Как известно, номер района гололедности соответствует определенному диапазону толщины стенки гололеда, наблюдавшегося в данной местности. Как видно из табл. 3, число гололедных серий (соответственно отказов в сериях) изменяется в широких пределах для участков, проходящих по различным районам, причем есть основание считать в каждом случае число отказов случайной величиной. В связи с этим значимость влияния района гололедности на повреждаемость различных участков ВЛ может быть оценена только статистическим путем.

На рис. 5 показано корреляционное поле точек, характеризующее зависимость между районами гололедности, по которым проходят участки Волгоградской ВЛ 500 кв, и отклонениями числа v_c

Рис. 5. Зависимость отклонения от своего среднего числа серий гололедных отказов участков ВЛ 500 кв Волгоград—Москва от районов гололедности, по которым они проходят.



серий гололедных отказов от их соответствующих средних значений $\bar{v}_c$. Линия регрессии проведена в соответствии с уравнением:

$$v_c - \bar{v}_c = a + bN, \quad (7)$$

где N — номер района гололедности. Оценки параметров уравнения регрессии, вычисленные методом наименьших квадратов, равны: $a = -4,37$, $b = 2,53$.

При проектировании линий районы гололедности, по которым проходят их трассы, определенным образом учитываются, в том числе, например, расчетными нагрузками определенной величины при механическом расчете элементов линии. Наличие зависимости числа серий гололедных отказов участка от номера района гололедности позволило бы считать, что он определяет не только прочностные, но и «надежностные» показатели ВЛ, т. е. задание номера района гололедности является более содержательной характеристикой, чем это считалось до сих пор. Поэтому рис. 5 может пока рассматриваться только как гипотеза о наличии такой зависимости с указанными выше ее параметрами. Истинность этой гипотезы нам и необходимо проверить. Для этого сгруппируем данные табл. 3 следующим образом: к группе А отнесем участки, проходящие по I и I—II районам гололедности (всего 11 участков общей длиной 2486 км; 26 серий отказов), а остальные участки — к группе В (5 участков общей длиной 1122 км; 32 серии отказов). Число серий отказов v_c распределено по закону Пуассона с параметром в первом случае h_A , а во втором — h_B . В статистическом плане рассматриваемая задача сводится к проверке значимости различия между h_A и h_B . При данном числе серий отказов $v_A = 26$ и $v_B = 32$ верхний доверительный уровень для отношения указанных параметров с достоверностью $\beta = 0,995$ равен [Л. 6]

$$(h_B/h_A)_{\beta=0,995} = 1,660. \quad (8)$$

Если фактическое отношение параметров меньше этой величины, то их различие не значимо, и тогда надежность участка ВЛ нельзя считать зависящей от номера района гололедности, по которому он проходит. Если же фактическое отношение параметров превышает эту величину, то их различие значимо и, следовательно, с уровнем значимости $1-\beta=0,005$ может быть сделан вывод о наличии влияния района гололедности на надежность участков ВЛ.

Таблица 6

Оценки вероятностей появления различного числа гололедных серий отказов участков ВЛ 500 кв за один гололедный сезон

Участки	h	$\mathcal{P}(K=0)$	$\mathcal{P}(K=1)$	$\mathcal{P}(K \geq 1)$
<i>ВЛ 500 кв Волгоград — Москва</i>				
1	0,75	0,4729	0,3535	0,5271
2	0,625	0,5358	0,3338	0,4642
3	1,125	0,3317	0,3596	0,6683
4	1,0	0,3679	0,3679	0,6321
5	0,375	0,6879	0,2566	0,3121
6	0,75	0,4729	0,3535	0,5271
7	1,125	0,3317	0,3596	0,6683
Средние значения	0,82	0,4572	0,3406	0,5427
<i>ВЛ 500 кв Куйбышев — Москва</i>				
8	0,5	0,6065	0,3033	0,3935

В качестве параметра распределения в данном случае естественно принять среднее число серий отказов за один сезон, приходящееся на один участок каждой группы, например для группы А

$$h_A = \frac{\nu_A}{S_A R_A}, \quad (9)$$

где S — число сезонов; R — число участков группы. Подставляя сюда приведенные выше величины и беря отношение параметров, получим: $h_B/h_A = 32 \times \times 11/26.5 = 2,70$, что существенно больше критической величины (8). В связи с этим можно считать установленным фактом: район гололедности оказывает статистически значимое влияние на повреждаемость участков рассматриваемых ВЛ 500 кв. В дальнейшем при проектировании ВЛ 500 кв, предназначенных для аналогичных условий, это должно учитываться соответствующими конструктивными и схемными решениями, которые должны устранить эту зависимость.

С помощью выражения (7) и рис. 5 можно ориентировочно оценить среднее ожидаемое число гололедных серий отказов за сезон на участке Волгоградской линии, проходящем через заданный район гололедности:

$$\hat{\nu}_c = (a + \bar{\nu}_c)/S + bN/S, \quad (10)$$

где S — число гололедных сезонов, за которые изучена повреждаемость (здесь $S=8$). Так, для $N=2$ $\hat{\nu}_c=0,7$, т. е. примерно одна гололедная серия (или примерно 2—4 гололедных отказа) за сезон. Конечно, прогнозирование вероятного числа отказов с помощью этой формулы возможно только в том случае, если не будут приняты меры по борьбе с гололедом и «пляской» проводов. Если же такие меры будут приняты, то с помощью этой формулы можно оценить их эффективность путем сопоставления ожидавшегося числа отказов без внедрения этих мер с фактическим числом отказов после их внедрения.

9. К интерпретации одного результата статистического анализа повреждаемости ВЛ 500 кв. В [Л. 1] на основе анализа общего числа 443 повреждений, пришедшихся на 43 945 км·лет эксплуатации ВЛ 500 кв, построено эмпирическое распределение для величины $n_{уд}$, достаточно убедительно аппроксимированное кривой нормального распределения вероятности. Этот эмпирический результат является конкретным подтверждением известного положения теории надежности о том, что распределение вероятности числа отказов $\nu(t)$ восстанавливаемого элемента, происшедших до момента t , при $t \rightarrow \infty$ неограниченно приближается к нормальному распределению с параметрами: средним $M[\nu(t)] = t/T_1$ и дисперсии $D[\nu(t)] = \sigma_1^2 t/T_1^3$ [Л. 7]. Это позволяет, зная T_1 и σ_1 , с выбранной наперед достоверностью оценить возможное число отказов $\nu(t)$ или серий отказов $\nu_c(t)$ участка ВЛ 500 кв за достаточно большое число t лет эксплуатации. С вероятностью $1-\alpha$ оно находится в следующих пределах:

$$M\nu(t) - z_{\alpha/2} \sqrt{D\nu(t)} < \nu(t) < M\nu(t) + z_{\alpha/2} \sqrt{D\nu(t)}, \quad (11)$$

где величина $z_{\alpha/2}$ определяется по таблицам нормального распределения из условия

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-z_{\alpha/2}}^{z_{\alpha/2}} e^{-x^2/2} dx = 1 - \alpha. \quad (12)$$

Например, при $1-\alpha=0,90$ $z_{\alpha/2}=1,65$.

Пример. Пусть требуется оценить оправданность затрат на разработку и внедрение средств предупреждения гололеда и «пляски» проводов на одноцепной ВЛ 500 кв длиной 230—240 км. Эти затраты нужно сравнить с ущербом от перерыва питания по линии вследствие $\mu\nu_c(t)$ гололедных отказов, например, за $t=5$ лет эксплуатации (μ — среднее число отказов в гололедной серии; для Волгоградской линии оно равно 2,30 см. табл. 3). Пусть $T_1=\sigma_1=3000$ ч, $T_4=4$ ч (см. табл. 4). При этом за пять гололедных сезонов с вероятностью 0,90 можно ожидать от 5 до 23 гололедных отказов с суммарным перерывом питания по линии от 20 до 92 ч. Зная среднее значение перетока по линии и среднюю величину ущерба приемной системы от недоотпущенной электроэнергии, можно вычислить суммарный ущерб от гололедных отказов линии за рассмотренное время.

10. Некоторые вопросы применения результатов статистического анализа повреждаемости ВЛ 500 кв при оперативном управлении режимом межсистемных электропередач. При использовании линий 500 кв в качестве межсистемных связей они зачастую относятся к категории так называемых «слабых» связей³. Основными причинами нарушений устойчивости слабых связей являлись [Л. 9]: превышения обменной мощности предела статической устойчивости электропередачи в результате отклонений фактических графиков нагрузки соединяемых энергосистем от ожидавшихся, а также нерегулярных колебаний обменной мощности (всего около 70% случаев), отказы участков параллельных цепей линий электропередачи (около 15%), внезапные значительные дефициты активной, реже реактивной мощности в приемной системе и т. п.

Вопросы оперативного управления режимом межсистемных электропередач в условиях нерегулярных колебаний обменной мощности рассмотрены в [Л. 10]. В качестве оценки среднего времени безотказной работы при нерегулярных колебаниях обменной мощности принято среднее время T_0 между выбросами ее сверх уровня, равного пределу статической устойчивости электропередачи $P_{пред}$:

$$T_0 = \frac{1}{n_0} e^{z_*^2/2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{z_*} e^{-x^2/2} dx, \quad (13)$$

где

$$z_* = (P_{пред} - M_{II})/\sigma \quad (14)$$

была в [Л. 10] названа относительной отстройкой среднего значения перетока по линии от $P_{пред}$, а σ , n_0 — статистические характеристики нерегулярных колебаний обменной мощности. Для интервалов усреднения $\tau=1$ ч можно принимать [Л. 11]:

$$\sigma = 0,5 \sqrt{P_1}, \text{ М вт}; n_0 \leq 25 \text{ 1/ч}, \quad (15)$$

где P_1 — суммарная нагрузка меньшей из соединяемых линий систем.

³ В соответствии с [Л. 8] «слабыми связями» принято считать межсистемные электропередачи с пределом устойчивости не более 10—15% мощности меньшей из соединяемых систем.

Опыт эксплуатации показывает, что надежность режима межсистемной электропередачи в условиях нерегулярных колебаний обменной мощности может считаться достаточной при $T_0=1$ г. Этому отвечают следующие значения отстройки перетока (14) и вероятности появления опасного выброса обменной мощности в интервале времени $(t, t+\tau)$ при $\tau=1$ ч:

$$z=5z=2,5\sqrt{P_1}, q(\tau=1ч) \approx 0,0001. \quad (16)$$

При этом считается, что переток корректируется не реже одного раза в час, а на участках подъемов и спадов суточных графиков нагрузки чаще — в зависимости от фактической скорости подъема и спада нагрузок [Л. 10].

Существенно, что рассмотренные характеристики надежности режима электропередачи при нерегулярных колебаниях обменной мощности оценены в предположении $P_{пред}=\text{const}$. Но при отказе одного или нескольких участков линии с вероятностью $q'(\tau)$ — $P_{пред}$ уменьшается на величину, которая может быть определена заблаговременно расчетным путем или экспериментально. Для выяснения вопроса о том, какое именно возмущение должно в конкретных условиях приниматься в качестве определяющего, необходимо сопоставить величины $\{z, q(\tau)\}$ и $\{\Delta P_{пред}, q'(\tau)\}$. Необходимо в первую очередь считаться с тем возмущением, величина и вероятность которого больше, но при этом необходимо также учесть и тяжесть возможных последствий возмущений соответствующего вида.

Вероятность отказа конкретного (i -го) участка линии в течение времени $(t, t+\tau)$ может быть оценена следующим образом [Л. 7]:

$$q'_i(\tau) = 1 - k_{ii}e^{-\tau/T_{ii}} \approx 1 - k_{ii}(1 - \tau/T_{ii}). \quad (17)$$

Для получения численных значений целесообразно подставлять сюда доверительные оценки k_{ii} , T_{ii} .

В заключение рассмотрим следующую практическую задачу. Оценим и выберем величину отстройки перетока, которую необходимо ввести оперативному персоналу, управляющему режимом межсистемной электропередачи, в условиях действия фактора (например, гололеда), обуславливающего серийный характер отказов участков линии со схемой, показанной на рис. 1. Основные возможные

варианты отказов ее участков в нормальных и аварийных режимах, выражения для вычисления вероятности отказов одного или более участков и соответствующие им значения $P_{пред}$ и $\Delta P_{пред}$ приведены в табл. 7. Относительное значение предела электропередачи обозначено $\alpha = P_{пред}/P_1$. С целью получения наглядных результатов при составлении табл. 7 принято, что при отказе одного участка линии $\Delta P_{пред} = \Delta P'_{пред} = 0,25P_{пред}$, при одновременном отказе двух непараллельных участков $\Delta P_{пред} = \Delta P''_{пред} = 0,33P_{пред}$ и т. д. При вычислении вероятностей этих событий принято, что они независимы⁴. Для получения численных значений использованы доверительные оценки характеристик надежности, полученные в табл. 5.

Пусть $P_1=20$ тыс. Мвт и $P_{пред}/P_1=0,06$. Отстройка перетока от нерегулярных колебаний обменной мощности при этом равна $z=2,5\sqrt{P_1}=355$ Мвт и вероятность появления выброса мощности такой величины в течение $\tau=1$ ч $q(\tau)=10^{-4}$. При отказе одного произвольного участка линии предел электропередачи снижается на меньшую величину: $\Delta P'_{пред} = 0,25 \cdot 0,06P_1 = 300$ Мвт, однако вероятность этого события (см. табл. 7) во много раз больше: $q'(\tau) = 0,0856$. Таким образом, учет нерегулярных колебаний мощности позволяет одновременно отстроиться от возможности снижения предела электропередачи вследствие отказа одного участка линии. Но вероятность отказа участка во много раз больше, а кроме того, если отказ участка вызван гололедом и «пляской» проводов, то с высокой вероятностью отказ этого участка может скоро повториться вследствие серийного характера гололедных отказов. Поэтому в гололедный период определяющим возмущением является снижение $P_{пред}$ вследствие отказа участка линии. Снижение предела на величину $\Delta P''_{пред} = 0,33 \cdot 0,06P_1 = 395$ Мвт вследствие одновременного отказа двух участков по оценке табл. 7 тоже более вероятно, чем появление опасного выброса обменной мощности. Действительно, за восемь рассмотренных выше гололедных сезонов на ВЛ

⁴ Считать, что гололед появляется на разных участках независимо, едва ли допустимо, но предположение о независимости возникновения короткого замыкания на различных участках можно принять как приближенное.

Таблица 7

Варианты отказов	Нормальные режимы		Ремонтные режимы (k -й участок выведен в ремонт)		
	отказ одного произвольного участка	одновременный отказ двух непараллельных участков	отказ одного произвольного участка, не параллельного k -му	отказ двух участков, не параллельных k -му	отказ участка, параллельного ремонтному
Вероятность $q'(\tau)$; i, j — номера участков, принадлежащих разным цепям	$\sum_{i=1}^8 q'_i(\tau)$	$\sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^4 q'_i(\tau)q'_j(\tau)$	$\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^6 q'_i(\tau)$	$\sum_{\substack{i,j=1 \\ i,j \neq k, i \neq j}}^3 q'_i(\tau)q'_j(\tau)$	$q'_i(\tau)$
Численные значения вероятности при $\tau=1$ ч в гололедный сезон	0,0856	0,0027	0,0624	0,0014	0,0107
Предел электропередачи	$0,75P_{пред}$	$0,67P_{пред}$	$0,67P_{пред}$	$0,57P_{пред}$	0
Изменение предела электропередачи $\Delta P_{пред}$	$0,25\alpha P_1$	$0,33\alpha P_1$	$0,33\alpha P_1$	$0,43\alpha P_1$	αP_1

500 кв случаи одновременных отказов непараллельных участков имели место. Поэтому очень важно знать, на какое именно время следует вводить отстройку перетока на $\Delta R_{\text{пред}}$. Очевидно, ее следует вводить не на протяжении всего гололедного периода, а лишь тогда, когда метеоусловия на трассе линии и наличие на проводах гололеда действительно благоприятствуют возникновению «пляски» проводов. В этой связи как с точки зрения оперативного управления режимом межсистемных электропередач, так и с точки зрения эксплуатации собственно ВЛ большое значение имело бы для ВЛ, проложенных в гололедных районах, оснащение их сигнализаторами наличия гололеда.

Выводы. 1. Статистическая проверка показала, что для ВЛ 500 кв Волжские ГЭС—Москва: а) число отказов их участков практически не зависит от длин участков (в диапазоне от 180 до 300 км); б) распределение отказов участков существенно неравномерно по месяцам года и по видам короткого замыкания; в) вероятность появления отказов участка данных ВЛ 500 кв в произвольный час суток равномерна. Средняя успешность АПВ составляет 41,6%, причем она изменяется в широких пределах (от 10 до 92%) для различных участков ВЛ; успешность включений вручную после неуспешных АПВ относительно высока (30—50%).

2. Выявлен серийный характер появления отказов ВЛ 500 кв и на основе эксплуатационной статистики повреждений вычислены доверительные оценки основных характеристик надежности участков ВЛ 500 кв в гололедные периоды; применение доверительных оценок компенсирует вполне вероятную неполноту исходных данных о повреждаемости. Показано, что вероятность отказа ВЛ повышается в десятки раз при условии, что начинает действовать фактор, обуславливающий следование отказов сериями (например, гололед и ветер определенной силы и направления, вызывающие «пляску» проводов).

3. Выявленная статистически значимая зависимость повреждаемости участков ВЛ 500 кв Вол-

жские ГЭС—Москва от номеров районов гололедности, по которым они проходят, свидетельствует о том, что задание номера района гололедности определяет не только прочностные, но и надежность показатели ВЛ сверхвысокого напряжения, которые должны учитываться при их конструировании и проектировании.

4. Разработанные практические рекомендации по применению вычисленных в работе показателей надежности дальних линий электропередач могут быть применены при управлении режимом межсистемных связей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Беркович М. А., Семенов В. А. Повреждаемость линии электропередачи 500 кв.—«Электрические станции», 1970, № 6.
2. Беркович М. А., Совалов С. А. Некоторые вопросы обеспечения надежности работы ЕЭС.—В кн.: Доклады на II Всесоюзном научно-техническом совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. М., «Энергия», 1969.
3. Райерсон К. М. Приемочные испытания.—В кн.: Справочник по надежности, т. 1. М., «Мир», 1969.
4. Глебов Э. С., Кузнецова Л. Е., Мясников А. В., Тиходеев Н. Н. Анализ надежности воздушных линий электропередачи 500 кв Волжские ГЭС—Москва.—В кн.: Доклады на II Всесоюзном научно-техническом совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. М., «Энергия», 1969.
5. Совалов С. А. Режимы электропередач 400—500 кв ЕЭС. М., «Энергия», 1967.
6. Большев Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. М., «Наука», 1965.
7. Гнеденко Б. В., Беляев Ю. К., Соловьев А. Д. Математические методы в теории надежности. М., «Наука», 1965.
8. Основные положения и временные руководящие указания по определению устойчивости энергетических систем. М., Госэнергоиздат, 1964.
9. Тимченко В. Ф. Случайные колебания нагрузок энергосистем и надежность режима межсистемных электропередач.—В кн.: Доклады на II Всесоюзном научно-техническом совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. М., «Энергия», 1969.
10. Об учете вероятностных факторов при управлении режимом межсистемных электропередач.—«Электричество», 1972, № 2. Авт.: Веников В. А., Портной М. Г., Путятин Е. В., Тимченко В. Ф.
11. Тимченко В. Ф. Вероятностный анализ колебаний небаланса мощности энергосистем и обменной мощности их объединений.—«Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 4.

[25.7.1973]

УДК 621.315.1.015.38.001.24

О распределении свободных составляющих коммутационных перенапряжений в электрических сетях

ЗИЛЕС Л. Д.

Всесоюзный научно-исследовательский институт электроэнергетики

Переход к сверхвысоким номинальным напряжениям линий электропередачи требует координации изоляции с учетом статистических характеристик коммутационных перенапряжений.

Попытки получения соответствующей информации предпринимаются довольно давно и, как правило, носят экспериментальный характер. Наиболее фундаментальной из этих работ является [Л. 1], основное положение которой о статистической инвариантности ударных коэффициентов на конце включаемой толчком холостой линии относительно первой собственной частоты схемы вызвало серьезные возражения [Л. 2].

Напряжение в фиксированной точке электрической сети является функцией времени, однако в целях упрощения подавляющее большинство работ в области статистических характеристик внутренних перенапряжений сводит случайный процесс, каким является перенапряжение, к случайной величине, а именно, к ударному коэффициенту. Это, с одной стороны, приводит к потере ценной информации о развитии процесса во времени, а с другой—затрудняет разработку методики расчетов из-за необходимости вычисления абсолютного максимума. От этих недостатков в принципе могут быть свободны методы, опирающиеся непосред-

венно на теорию случайных функций [Л. 3—5]. Однако разработанный в [Л. 4 и 5] метод, связанный с вычислениями высших моментов многомерных распределений, является громоздким даже при расчете простейших схем.

Простое решение задачи о выбросах может быть получено только для процессов стационарных, вероятностные характеристики которых не зависят от начала отсчета времени. Таким образом, задача исследования перенапряжений методами теории случайных функций содержит два вопроса: выяснение закона распределения мгновенных значений перенапряжений и разработка инженерных методов вычисления моментов соответствующей случайной функции. Предлагаемая статья представляет собой попытку частичного решения первого вопроса. В ней приводятся аргументы, в основном качественного характера, в пользу аппроксимации неизвестного закона распределения нормальным. Качественный характер рассуждений приводит к необходимости экспериментальной проверки соответствующей методики расчета.

Осциллограмма напряжения, снятая в фиксированной точке сети за достаточно большой отрезок времени, представляет собой, очевидно, последовательность переходных процессов, вызванных различными коммутациями в этой сети. Если теперь в каждом переходном процессе разделить напряжение на вынужденную и свободную составляющие, то последовательность свободных составляющих переходных процессов (в дальнейшем просто свободных составляющих) образует то, что будем называть реализацией случайного процесса в рассматриваемой точке сети.

В силу случайной последовательности и характера коммутаций в сети можно представить себе другие реализации случайного процесса в данной точке в рассматриваемом интервале времени. В совокупности все эти реализации образуют ансамбль реализаций случайного процесса или просто случайный процесс. Заметим, что в качестве различных реализаций можно рассматривать «куски» одной реализации, соответствующие различным достаточно большим интервалам времени. Основание для такой замены дает легко доказываемая эргодичность процесса. В самом деле, из взаимной независимости отдельных переходных процессов следует, что корреляционная функция равна 0 при всех значениях аргумента, больших длительности переходного процесса. Согласно [Л. 3] это обстоятельство обуславливает эргодичность процесса.

Свободная составляющая отдельного переходного процесса представляет собой сумму бесконечного числа затухающих гармонических колебаний различных частот с разными амплитудами и начальными фазами:

$$Y = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \exp[-\delta_k(t-t_n)] \sin[\omega_k(t-t_n) + \varphi_k].$$

Здесь U_k , δ_k , ω_k , φ_k — соответственно амплитуда, декремент затухания, частота и начальная фаза k -й составляющей переходного процесса; t_n — момент возникновения переходного процесса.

Случайный процесс, представляющий собой последовательность свободных составляющих в рассматриваемой точке сложной сети, является стационарным. Это следует прежде всего из статистической независимости моментов возникновения отдельных переходных процессов между собой, а также из равномерности распределения этих моментов на любом отрезке времени. Строгое доказательство стационарности рассматриваемого случайного процесса может быть проведено по методу, использованному в [Л. 6].

Рассмотрим теперь распределение начальных значений свободных составляющих. Вместо случайного процесса имеем дело со случайной величиной:

$$Y_0 = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin \varphi_k = \sum_{k=1}^{\infty} Y_k.$$

В общем случае, исходя из закона коммутации в емкостных цепях, имеем:

$$Y_0 = U_+ \sin \varphi_+ + U_- \sin \varphi_-,$$

где U_+ и φ_+ — амплитуда и фаза вынужденной составляющей напряжения в момент коммутации; U_- и φ_- — то же для предшествующего режима.

Все переходные процессы можно разделить на три большие группы в зависимости от сочетаний U_+ и U_- .

Включение рассматриваемого элемента в сеть: $U_+ \neq 0$; $U_- = 0$. Фазу включения φ_+ в целях упрощения анализа считаем распределенной равномерно на интервале $(-\pi, \pi)$. Так как распределение фазы φ_- в данном случае безразлично, ее тоже считаем распределенной равномерно на том же интервале и независимой от φ_+ .

Отключение рассматриваемого элемента от сети или возникновение короткого замыкания в рассматриваемой точке: $U_+ = 0$; $U_- = 0$. Обе возможности реализуются, как правило, при $\varphi_- \approx \pi/2$ (особенно отключение в реактивных цепях); φ_+ , как и ранее, считаем распределенной равномерно на интервале $(-\pi, \pi)$.

Общий случай коммутации в сети: $U_+ \neq 0$; $U_- \neq 0$. Очевидно, U_+ и U_- статистически независимы, как и фазы φ_+ и φ_- . Распределение последних считаем равномерным на том основании, что моменты коммутаций в различных точках сложной сети, видимо, слабо связаны с фазой напряжения в рассматриваемой точке.

Рассматриваемый случайный процесс можно считать суммой двух стационарных процессов. Первый включает в себя все переходные процессы, обусловленные коммутациями с равномерным распределением фаз φ_+ и φ_- , второй соответствует коммутациям с фиксированной фазой.

Первый процесс характеризуется взаимной независимостью фаз φ_+ и φ_- и равномерным распределением их на интервале $(-\pi, \pi)$. Амплитуды U_+ и U_- также взаимно независимы и распределены с некоторой плотностью $W(U)$ на интервале $(0, U_{\max})$, где $U_{\max}$ — предельно возможное напряжение промышленной частоты в рассматриваемой точке. Вид функции $W(U)$ зависит от конкретной схемы сети. Эта функция, очевидно, должна иметь весьма пологий максимум вблизи $U = U_{\text{ном}}$ и быстрый спад в обе стороны.

Полагая сначала $U_+ = U_- = U_0$, т. е. $W(U) = \delta(U - U_0)$, где $\delta(U)$ — дельта-функция, имеем:

$$Y_0 = U_+ \sin \varphi_+ + U_- \sin \varphi_-.$$

Плотность распределения фаз равномерна на отрезке $(-\pi, \pi)$, т. е.

$$W(\varphi_+) = W(\varphi_-) = \frac{1}{2\pi}.$$

Вычисление плотности распределения $W(Y_0)$ можно провести в следующей последовательности:

1. По заданным $W(U)$ и $W(\varphi)$ вычислить распределение случайной величины $Y_1 = U_1 \sin \varphi_1$ из выражения [Л. 7]:

$$W(Y_1) = \int_{Y_1}^{U_{\max}} \frac{1}{U_1} W(U_1) \frac{\mu}{\sqrt{1 - \left(\frac{Y_1}{U_1}\right)^2}} dU_1,$$

где $\mu = \text{const}$ — нормирующий множитель. Здесь учтено, что $W(U_1) \equiv 0$ при $U_1 < 0$, $U_1 > U_{\max}$.

2. Аналогично вычислить плотность распределения $W(Y_2)$ случайной величины $Y_2 = U_2 \sin \varphi_2$.

3. Найти свертку функций $W(Y_1)$ и $W(Y_2)$.

Можно показать, что $W(Y_1)$ будет неограниченной при $Y_1 = U_0$, если $W(U) = \delta(U - U_0)$. Это обусловит разрыв 2-го рода функции $W(Y_0)$ при $Y_0 = 0$. Действительно, в [Л. 7] показано, что

$$W(Y_0) = \begin{cases} \frac{\mu}{U_0} K \left(\sqrt{1 - \left(\frac{Y_0}{2U_0}\right)^2} \right) & \text{при } |Y_0| < 2U_0; \\ 0 & \text{при } |Y_0| > 2U_0. \end{cases}$$

Здесь $K(x)$ — полный эллиптический интеграл 1-го рода. Форма найденного распределения показана на рис. 1.

Рассмотрим теперь влияние плотности распределения амплитуд $W(U)$ на распределение случайной величины $W(Y)$. Если $W(U) \leq W_{\max}$, то интеграл п. 1 оценивается следующим образом:

$$\begin{aligned} \int_{Y_1}^{U_{\max}} \frac{1}{U_1} W(U_1) \frac{\mu}{\sqrt{1 - \left(\frac{Y_1}{U_1}\right)^2}} dU_1 &\leq \\ &\leq W_{\max} \frac{\mu}{Y_1} \int_{Y_1}^{U_{\max}} \frac{dU_1}{\sqrt{1 - \left(\frac{Y_1}{U_1}\right)^2}} = \\ &= W_{\max} \frac{\mu}{Y_1} \sqrt{U_{\max}^2 - Y_1^2} < \infty. \end{aligned}$$

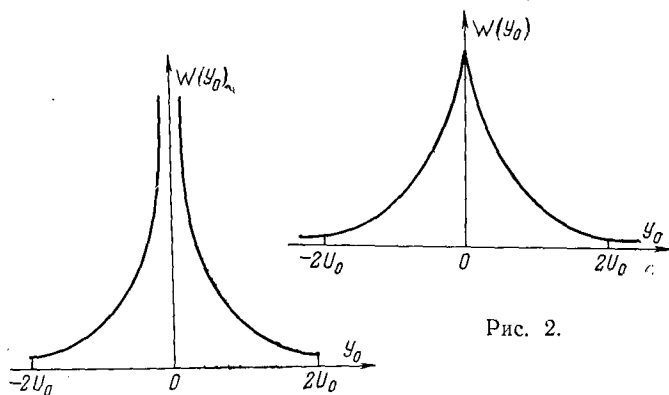


Рис. 1.

Отсюда видно, что при ограниченной $W(U)$ ограниченными будут также $W(Y_1)$ и $W(Y_2)$.

Учитывая абсолютную интегрируемость этих функций — безусловное свойство любой плотности распределения — получим, что их свертка также ограничена, т. е. $W(Y_0)$ не будет иметь разрывов 2-го рода.

В силу очевидной четности $W(Y_0)$ непрерывна. Кроме того, то обстоятельство, что $W(U) \neq 0$ при $U > U_0$ приводит к $W(Y_0) \neq 0$ при $|Y_0| > 2U_0$. Вид функции $W(Y_0)$ при ограниченной $W(U)$ показан на рис. 2.

Для решения вопроса о распределении мгновенных значений свободной составляющей рассмотрим ансамбль реализаций случайного процесса в произвольный фиксированный момент времени t . Очевидно, найденная $W(Y_0)$ соответствует случаю, когда во всех реализациях t является моментом возникновения переходного процесса. Истинное распределение мгновенных значений процесса $W(Y)$ должно учитывать разброс этих моментов во времени. Функция $W(Y)$ будет отличаться от $W(Y_0)$ в силу двух обстоятельств:

в течение переходного процесса ее мгновенное значение может быть выше начального. Это приводит к увеличению интервала Y , в котором $W(Y) \neq 0$;

если считать переходный процесс экспоненциально затухающим, то в каждой реализации в рассматриваемый момент вероятность малых значений свободной составляющей много выше, чем больших. Это связано с большей длительностью малых значений Y в течение переходного процесса и приводит к резкому увеличению $W(Y)$ по сравнению с $W(Y_0)$ в области малых Y .

Наряду с уменьшением $|W'(Y)|$ при больших Y , это указывает на существование точки перегиба кривой $W(Y)$.

Итак, установлены следующие свойства плотности распределения мгновенных значений свободной составляющей первого случайного процесса: четность; максимум (может быть не гладкий) при $Y = 0$; спад в обе стороны от максимума до 0 при $|Y| \rightarrow \infty$; уменьшение модуля производной при малых и больших Y (наличие точки перегиба).

Все это дает основания аппроксимировать плотность распределения $W(Y)$ гауссовой кривой, т. е. считать закон распределения нормальным.

В качестве второго случайного процесса рассмотрим процесс, образованный последовательностью затухающих импульсов вида:

$$U = \begin{cases} \pm U_0 \exp[-\beta(t - t_n)] & \text{при } t_n < t < t_n + T; \\ 0 & \text{при прочих } t. \end{cases}$$

Здесь $\beta > 0$; t_n считаем равномерно распределенными на достаточно большом интервале времени; U_0 может быть положительным и отрицательным с равной вероятностью, но $|U_0| = \text{const}$.

Такая модель отражает переходные процессы с фиксированными начальными условиями, в частности, при отсутствии разброса фаз коммутации выключателя.

Рассмотрим закон распределения мгновенных значений такого процесса. Вследствие стационар-

ности можно перенести начало отсчета времени в точку t_n .

Тогда

$$U = U_0 \exp(-\beta t).$$

Знак перед U_0 не имеет значения, так как здесь рассматривается определенный импульс.

Вероятность того, что мгновенное значение процесса U будет меньше заданного Y_1 , пропорциональна отрезку времени, в течение которого $U < Y_1$:

$$P(U < Y_1) = \frac{T - t_1}{T}.$$

Здесь $t_1 = -\frac{1}{\beta} (\ln Y_1 - \ln U_0)$ есть решение уравнения

$$U_0 \exp(-\beta t) = Y_1.$$

Тогда

$$P(U < Y_1) = \frac{1}{T} \left[T + \frac{1}{\beta} (\ln Y_1 - \ln U_0) \right].$$

Дифференцируя, находим плотность распределения

$$W(Y_1) = \frac{dP}{dY_1} = \frac{1}{Y_1 \beta T}.$$

Так как $U_0 > 0$ и $U_0 < 0$ равновероятны, то окончательно имеем:

$$W(Y_1) = \begin{cases} \frac{1}{|Y_1| \beta T} & \text{при } |Y_1| < U_0; \\ 0 & \text{при } |Y_1| > U_0. \end{cases}$$

Замена полученной гиперболы гауссовой кривой с точки зрения погрешности эквивалентна замене прямой линии экспонентой. В этом можно убедиться, рассчитывая вероятности пребывания нормально распределенного процесса в соседних малых интервалах.

Так как нас интересует относительно небольшой интервал значений Y_1 , то при надлежащем выборе параметров экспоненты погрешность указанной замены может быть приемлемой (10–20% при $0,5 < Y_1 < 1,5$).

Отметим, что учет периодичности импульсов увеличит вероятность малых и соответственно уменьшит вероятность больших значений Y_1 . В том же направлении влияет многочастотность процесса, еще более приближая распределение к нормальному. Кроме того, учет периодичности обусловит ограниченность плотности распределения при $Y_1 = 0$, а это в данном случае приведет к существованию точки перегиба плотности распределения.

Все это также дает основание аппроксимировать закон распределения мгновенных значений второго случайного процесса гауссовой кривой.

На рис. 3 построена интегральная кривая распределения мгновенных значений случайного процесса, состоящего из последовательности импульсов вида $U = 1,06e^{-0,038t} \cos 3,18t$. Длительность импульса принята равной 0,16 сек. Указанные

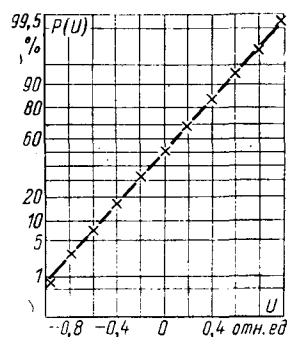


Рис. 3.

импульсы представляют собой свободную составляющую напряжения на емкости контура r, L, C при его включении на синусоидальную э. д. с. Фаза включения постоянна и равна 90° . Параметры контура: $r=6,6$ ом, $L=0,276$ гн, $C=3,6 \cdot 10^{-6}$ ф. Знаком «X» отмечены точки, полученные в результате обработки осциллограммы. Сплошная линия соответствует нормальному распределению.

Вывод. Последовательность свободных составляющих процессов в фиксированной точке электрической сети образует стационарный случайный процесс. Закон распределения мгновенных значений этого процесса можно аппроксимировать нормальным при весьма общих предположениях относительно схемы сети и характеристик коммутационных аппаратов. Нормальность процесса дает возможность применить для расчета перенапряжений теорию выбросов в ее простейшей форме. Соответствующая методика расчета должна быть проверена экспериментально.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Артемьев Д. Е., Тиходеев Н. Н., Шур С. С. Статистические основы выбора изоляции линий электропередач. М., «Энергия», 1965. 375 с.
2. Разевиг Д. В., Дмоховская Л. Ф. Ударные коэффициенты при включении холостых линий. — «Электричество», 1969, № 11, с. 11–14.
3. Пугачев В. С. Теория случайных функций и ее применение в задачах автоматического управления. М., Физматгиз, 1960. 883 с.
4. Беляков Н. Н. Применение теории случайных процессов для оценки параметров внутренних перенапряжений. — «Труды ВНИИЭ». М., «Энергия», 1969, вып. 34, с. 5–23.
5. Беляков Н. Н., Магазинер Л. С., Шлейфман М. Б. Об одном методе построения функции распределения амплитуды переходного процесса при коммутации. — «Труды ВНИИЭ». М., «Энергия», 1969, вып. 36, с. 60–72.
6. Котюк А. Ф. и др. Методы и аппаратура для анализа характеристик случайных процессов. М., «Энергия», 1967. 239 с.
7. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М., «Советское радио», 1957. 495 с.

[13.1973]



Исследование существования, неоднозначности и сходимости решения уравнений установившегося режима электрических систем

Канд. техн. наук ИДЕЛЬЧИК В. И., инж. ТАРАСОВ В. И.

Иркутский политехнический институт

Применение при управлении режимами и развитием электросистем ЦВМ приводит к необходимости широкого исследования свойств решения нелинейных уравнений установившегося режима. Важное место в этих исследованиях занимают вопросы существования, неоднозначности и сходимости решения этих уравнений.

Изучение свойств решения уравнений установившегося режима является в настоящее время предметом широких исследований. Эта проблема важна не только для повышения надежности и эффективности расчета установившегося режима, но и для решения задач ввода режима в допустимую область, оптимизации режимов и исследования их устойчивости.

В статье излагаются результаты исследования влияния параметров сети и режима на число решений и их характер. Рассматривается возможность существования решений, определяющих режимы, удовлетворяющие эксплуатационным ограничениям по напряжениям, т. е. режимы с допустимыми уровнями напряжений. Показывается возможность существования двух решений, определяющих аperiodически статически устойчивые режимы. Рассматриваются условия сходимости методов Ньютона и по параметру к разным решениям уравнений установившегося режима, в том числе и определяющим статически неустойчивые режимы.

Исследования проводились как для простых электрических систем, так и для сложных (объемом до 100 узлов).

Существование и неоднозначность решения уравнений установившегося режима двухузловой сети переменного тока. Для качественного анализа неоднозначности решения рассмотрим вначале сеть переменного тока, состоящую из двух узлов (рис. 1). В качестве уравнений установившегося режима примем уравнения баланса активных и реактивных мощностей в узлах электрической сети:

$$\left. \begin{aligned} W_p &= U_1^2 y_{11a} - U_{1a} U_{6y_{12a}} + U_{1r} U_{6y_{12r}} + P_1 = 0; \\ W_a &= U_1^2 y_{11r} - U_{1a} U_{6y_{12r}} - U_{1r} U_{6y_{12a}} + Q_1 = 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где y_{11a} , y_{11r} — соответственно активная и реактивная составляющие комплекса собственной проводимости узла 1; y_{12a} , y_{12r} — активная и реактивная составляющие комплекса взаимной проводимости между узлами 1 и 2; U_{1a} , U_{1r} — активная и реактивная составляющие напряжения узла 1. Уравнения (1) в системе координат U_{1a} , U_{1r} представляют собой уравнения окружностей [Л. 1]. Координаты центров окружностей определяются параметрами

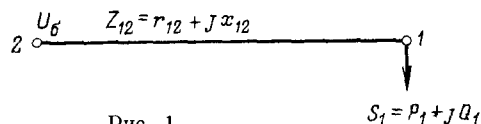


Рис. 1.

сети и U_6 . Величины радиусов окружностей R_{WP} и R_{WQ} зависят не только от параметров сети и U_6 , но и от P_1 и Q_1 . Система (1) имеет два действительных решения, если выполняется условие $R_{WP} + R_{WQ} > d$ при $P_1 > 0$, $Q_1 > 0$ и $R_{WQ} + d > R_{WP}$ при $P_1 < 0$, $Q_1 < 0$, где d — расстояние между центрами окружностей [Л. 1]. В случае $R_{WP} + R_{WQ} = d$ при $P_1 > 0$, $Q_1 > 0$ и $R_{WQ} + d = R_{WP}$ при $P_1 < 0$, $Q_1 < 0$, система (1) имеет кратное решение и, наконец, если $R_{WP} + R_{WQ} < d$ при $P_1 > 0$, $Q_1 > 0$ и $R_{WQ} + d < R_{WP}$ при $P_1 < 0$, $Q_1 < 0$, то (1) не имеет решения.

Рассмотрим случай, когда в узле заданы активная и реактивная мощности нагрузки, т. е. $P_1 > 0$ и $Q_1 > 0$ в (1); обозначим их как P_H и Q_H . На рис. 2 изображены окружности, определяемые уравнениями установившегося режима при этой нагрузке, и решения уравнений $\dot{U}_{1H}^{(1)}$ и $\dot{U}_{1H}^{(2)}$.

Из рис. 2 видно, что решение $\dot{U}_{1H}^{(2)}$ соответствует режиму с недопустимо низким напряжением в узле 1.

Проанализируем возможность существования для данной сети двух решений с допустимыми напряжениями. Поскольку напряжения в узлах 1 и 2 в нормальном режиме могут изменяться в определенных пределах, выделим на рис. 2 область допустимых значений напряжений (заштрихована на рис. 2). Окружности с радиусами R_{WP_0} и R_{WQ_0} соответствуют уравнениям (1) при $P_H = 0$ и $Q_H = 0$. Зона существования решений системы (1) при заданных параметрах сети и U_6 будет ограничена дугами этих окружностей. Линия, проходящая через

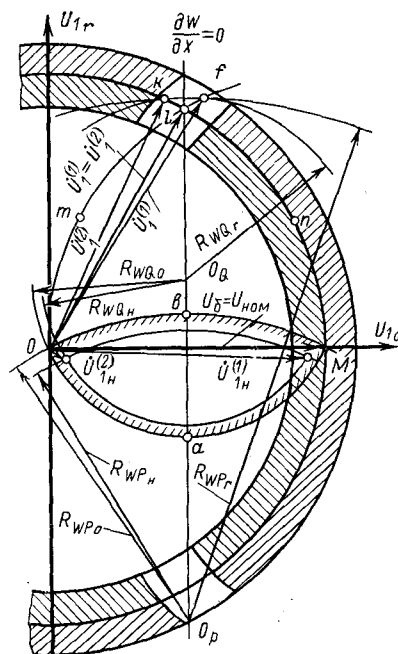


Рис. 2.

центры окружностей, является геометрическим местом точек, в которых якобиан системы (1) равен нулю [Л. 1]. Из геометрических соотношений рис. 2 можно получить соотношение [Л. 1], означающее, что для рассматриваемой сети при $P_1 > 0$, $Q_1 > 0$ в (1) всегда выполняется неравенство

$$|\dot{U}_{1n}^{(2)}| \leq 0,707 U_6.$$

Режим, соответствующий решению с меньшим модулем и большим углом, недопустим по напряжению, и следовательно, неприемлем в практике эксплуатации. Итак, для рассматриваемой сети при заданной потребляемой мощности в узле 1 допустимое по напряжению решение единственно.

Рассмотрим режим при заданных активной и реактивной мощностях генерации P_r и Q_r в узле 1. Будем задавать Q_r таким образом, чтобы модуль напряжения одного из решений был все время постоянным и равным U_6 .

В этом случае годографами решений $\dot{U}_1^{(1)}$ и $\dot{U}_1^{(2)}$ при изменении $\dot{S}_r$ будут соответственно кривые Mnl и $Om'l$ (рис. 2). В точке l $\dot{U}_1^{(1)} = \dot{U}_1^{(2)}$, т. е. имеем кратное решение. Угол сдвига векторов $\dot{U}_1^{(1)}$ и $\dot{U}_1^{(2)}$ относительно вещественной оси в этом случае равен 60° . При небольшом увеличении P_r и Q_r одно из решений (точка j), будет иметь модуль напряжения, больший U_6 , т. е. $|\dot{U}_1^{(1)}| > U_6$. Другое решение $\dot{U}_1^{(2)}$ (точка k) по модулю равно U_6 . Таким образом, для двухузловой сети в случае генерации мощности в узле 1 возможно существование двух допустимых по напряжению решений.

При потреблении в узле 1 значительной активной мощности и генерации значительной реактивной мощности Q_r также возможно существование двух решений, допустимых по напряжению.

Два решения $\dot{U}_1^{(1)}$ и $\dot{U}_1^{(2)}$, близкие по модулю к U_6 , могут быть только в областях, выделенных на рис. 2. Из рис. 2 видно, что выделенные области напряжений расположены вблизи линии, определяемой уравнением $\left| \frac{\partial W}{\partial X} \right| = 0$.

Исследование неоднозначности решения уравнений установившегося режима сложных электрических систем. В известных работах, посвященных неоднозначности решения, нет сведений, экспериментально подтверждающих существование более чем двух решений уравнений установившегося режима. Проведенные нами расчеты показали, что уравнения установившегося режима могут иметь больше двух решений. Для ряда энергосистем были определены четыре решения уравнений установившихся режимов. Для разомкнутых сетей в режимах передачи по линиям небольших мощностей все полученные решения, кроме одного, соответствовали режимам с очень низкими уровнями напряжений. Эти решения значительно отличались друг от друга. В случае передачи по линиям значительных мощностей получены два близких решения.

При изменении нагрузок узлов и мощностей генерации число решений уравнений установившегося режима может изменяться. При увеличении

нагрузок и мощностей генераций, т. е. при утяжелении режима, число решений уменьшается. Так, например, для трехузловой замкнутой сети в режиме генерации мощностей в независимых узлах было определено шесть решений [Л. 1]. При увеличении мощности генерации вместо полученных шести решений остались два. В случае генерации мощности в узлах для такой сети были получены два допустимых по напряжениям решения.

Проведенные расчеты для сложных электрических систем показали, что существование по крайней мере двух решений, определяющих режимы с допустимыми уровнями напряжений, вероятнее всего для энергосистем большой мощности, имеющих в своем составе значительное число источников активной и реактивной мощности. Так, например, для энергосистемы, состоящей из 51 узла, 69 связей было получено четыре решения [Л. 1]. Два из них незначительно отличались друг от друга по величинам углов и модулей напряжений. Оба решения определяли режимы с допустимыми уровнями напряжений. Эти решения были получены вблизи поверхности $\left| \frac{\partial W}{\partial X} \right| = 0$. Небольшое увеличение мощности нагрузок в ряде узлов приводило к несуществованию этих решений. Таким образом, для сложных электрических систем большой мощности при определенных сочетаниях мощностей нагрузок и генерации и сильно нагруженных режимах возможно существование двух решений, определяющих режимы с допустимыми уровнями напряжений.

Для рассмотренных электрических систем в режимах, соответствующих минимуму нагрузок, все полученные решения сильно отличались друг от друга. Из этих решений только одно определяло режим с допустимыми уровнями напряжений.

Апериодическая устойчивость режимов, соответствующих разным решениям. При расчете установившихся режимов электрических систем в качестве исходных данных могут быть заданы: 1) активные мощности генераторов и модули напряжений в станционных узлах, активные и реактивные мощности нагрузок в остальных узлах; 2) активные и реактивные мощности генераторов и активные и реактивные мощности в нагрузочных узлах. Как показано в [Л. 3], якобиан уравнений установившегося режима при задании в генераторных узлах в качестве независимых переменных активных мощностей и модулей напряжений, совпадает со свободным членом характеристического уравнения в предположении, что в качестве балансирующего узла (или узлов) при расчете установившегося режима приняты шины бесконечной мощности, а нагрузки вводятся в расчет теми же статическими характеристиками, что и при расчете статической устойчивости.

Если хотя бы одно из этих условий не выполняется, то по якобиану уравнений установившегося режима системы нельзя судить об аperiодической устойчивости. Например, если для генерирующего узла при расчете установившегося режима в качестве независимых переменных заданы P и Q , то по якобиану в этом случае можно судить только о «расчетной устойчивости» исследуемой системы

уравнений, а не о статической устойчивости реальной электрической системы [Л. 3 и 4].

На примере двухузловой электрической системы можно показать, что при задании в качестве исходных данных активной и реактивной мощности генерации, возможно существование двух решений, соответствующих статически аperiodически устойчивым режимам [Л. 5]. При задании же в качестве исходных данных активной мощности генератора и модуля напряжения, решение, соответствующее статически аperiodически устойчивому режиму, как известно, единственно для такой системы.

Таким образом, можно предположить, что число решений уравнений установившегося режима, соответствующих статически устойчивым режимам, зависит от системы координат расчета. Для трехузловой сети и сети, состоящей из 51 узла, 69 связей при задании активных и реактивных мощностей станций в качестве исходных данных для расчета установившегося режима, были получены два решения, соответствующие аperiodически статически устойчивым режимам [Л. 5]. Расчеты ряда электрических систем при фиксировании модулей напряжений в станционных узлах и задании нагрузки статическими характеристиками дали два решения с противоположными знаками якобиана. В этом случае решения с отрицательными якобианами определяют аperiodически статически неустойчивые режимы.

Для схемы из восьми узлов при фиксировании напряжений в станционных узлах и задании нагрузки статическими характеристиками было получено четыре решения. В точках двух решений якобиан был больше нуля, в двух других — меньше нуля. Анализ аperiodической устойчивости режимов, определяемых этими решениями, показал, что только одно решение с положительным знаком якобиана определяло статически аperiodически устойчивый режим. Остальные три решения соответствовали неустойчивым режимам.

Исследование сходимости решения уравнений установившегося режима методом Ньютона. Основным достоинством этого метода является быстрая сходимость решения, однако сходимость не всегда бывает обеспеченной. Как показано в [Л. 6], на сходимость метода Ньютона могут существенно влиять способы задания исходных данных, форма записи уравнений установившегося режима, выбор зависимых переменных. Расходимость метода Ньютона часто связана с существенным уменьшением относительной величины якобиана на отдельных итерациях и сменой его знака. Метод наиболее часто расходится при расчете установившихся режимов электрических систем в тех случаях, когда в качестве исходных данных в большинстве узлов задаются активные и реактивные мощности станций и нагрузок. Фиксирование напряжений в генерирующих узлах в этом случае может обеспечить его сходимость. Поэтому для повышения эффективности метода Ньютона можно рекомендовать практический прием, заключающийся в смене системы координат, т. е. в начале расчет вести при фиксированных напряжениях в генераторных узлах и полученное решение брать в качестве исходного приближения для расчета режима уже при свобод-

ных U . Расчеты показали достаточно высокую эффективность этого приема. Однако при смене системы координат теоретически возможна ситуация, когда полученное на первом этапе исходное приближение в новой системе координат может оказаться вблизи поверхности $\left| \frac{\partial W}{\partial X} \right| = 0$ и метод Ньютона в этом случае может не сойтись к решению. В тех случаях, когда расходится метод Ньютона, можно применить метод по параметру [Л. 6—10].

Метод по параметру для расчета установившегося режима электрических систем. Итерационная формула метода решения по параметру имеет вид:

$$X^{(i+1)} = X^{(i)} - \lambda^{(i)} \left[\frac{\partial W}{\partial X} \right]^{-1} W(X^{(i)}), \quad (2)$$

где $\left[\frac{\partial W}{\partial X} \right]^{-1}$ — обратная матрица Якоби; $W(X^i)$ — вектор-функция небалансов мощностей в узлах при $X = X^i$; $X^{(i)}$, $X^{(i+1)}$ — значения вектора переменных на i -м и $(i+1)$ -м шагах итерационного процесса; λ — параметр, причем $\lambda \leq 1$.

Формула (2) является одной из реализаций метода скорейшего спуска. В [Л. 8] показано, что (2) свободен от недостатка, присущего обычным вариантам градиентного метода и обусловленного сложным рельефом гиперповерхности $\Phi(X)$, имеющим овражный характер.

Различные модификации метода по параметру отличаются способами выбора параметра λ . Рассмотрим два алгоритма реализации метода.

Первый способ выбора параметра λ состоит в следующем. Пусть задано начальное приближение вектора переменных $X = X^{(0)}$. Вычисляется для него значение функции

$$\Phi(X^{(0)}) = \sum_{i=1}^n W_i^2(X^{(0)}).$$

При $\lambda = 1$ находится приращение $\Delta X^{(0)}$ решением системы линейных уравнений

$$\left[\frac{\partial W}{\partial X} \right] \Delta X^{(0)} = -\bar{W}(X^{(0)}). \quad (3)$$

Вычисляются новые значения переменных X :

$$X^{(1)} = X^{(0)} + \Delta X^{(0)}$$

и далее новое значение функции $\Phi(X^{(1)})$. Сравнивается $\Phi(X^{(1)})$ с $\Phi(X^{(0)})$. Если $\Phi(X^{(1)}) < \Phi(X^{(0)})$, то, принимая в качестве начального приближения $X^{(1)}$, находится следующее приращение $\Delta X^{(1)}$, т. е. осуществляется схема Ньютона. Если окажется, что $\Phi(X^{(1)}) \geq \Phi(X^{(0)})$, то при $\lambda = 1/2$ перевычисляется значение $X^{(1)}$ по формуле:

$$X^{(1)} = X^{(0)} + \frac{1}{2} \Delta X^{(0)},$$

где значение $\Delta X^{(0)}$ было вычислено раньше при $\lambda = 1$. Вычисляя заново $\Phi(X^{(1)})$, снова проверяется выполнение неравенства

$$\Phi(X^{(1)}) < \Phi(X^{(0)}). \quad (4)$$

Если неравенство (4) будет выполнено, то осуществляется переход к новому решению системы (3). Если нет, то проводится дальнейшее дробление параметра λ . Таким образом, один цикл решения задачи предусматривает однократное решение си-

стемы (3) и $(N+1)$ кратное вычисление $\Phi(X^{(i)})$ и $X^{(i)}$. При этом вектор зависимых переменных X определяется по выражению:

$$X^{(i)} = X^{(i-1)} + \frac{1}{2^N} \Delta X^{(i-1)},$$

где N последовательно принимает значения 0, 1, 2, ... Число N должно быть таким, чтобы выполнялось неравенство (4). Данный вариант метода по параметру приводил к решению в некоторых случаях, когда расходился метод Ньютона. При проведенных расчетах, если якобиан не менял знак в ходе вычислительного процесса и на каждом шаге выполнялось условие (4), то данный вариант метода по параметру сходил к решению. Если же якобиан менял знак, то итерационный процесс попадал в точку, в которой $\left| \frac{\partial W}{\partial X} \right| = 0$, а не в решение

уравнений установившегося режима. Поэтому для повышения его эффективности при расчете установившегося режима нужно следить за знаком якобиана. Для контроля знака якобиана требуется его вычисление, что практически эквивалентно одному шагу расчета установившегося режима. Контроль знака якобиана в точках половинения значительно увеличивает трудоемкость расчета при использовании данного варианта метода.

Второй способ выбора параметра λ . В [Л. 9] дано аналитическое выражение для определения λ . На каждом шаге вычислительного процесса величина λ определяется соотношениями:

$$\lambda^{(i)} = \frac{1}{K^{(i)}}, K^{(i)} \geq B_1^{(i)}, K^{(i)} \geq 1, i = 0, 1, 2, \dots \quad (5)$$

Значение $B_1^{(i)}$ определяется выражением:

$$B_1^{(i)} = \frac{1}{2 \| W(X^{(i)}) \|} \left\| \sum_{j,l} \frac{\partial^2 W(X^{(i)})}{\partial x_j \partial x_l} \Delta x_j^{(i)} \Delta x_l^{(i)} \right\|, \quad (6)$$

где $\| W(X^{(i)}) \|$ — m — норма вектора небалансов¹;

$\left\| \sum_{j,l} \frac{\partial^2 W(X^{(i)})}{\partial x_j \partial x_l} \Delta x_j^{(i)}, \Delta x_l^{(i)} \right\|$ — m — норма вектора,

получаемого умножением матрицы вторых производных дважды на вектор поправок ΔX .

Вектор ΔX в (6) на каждом шаге вычислительного процесса определяется решением системы линейных уравнений (3) при $i=0, 1, 2, \dots$

Сходимость и скорость сходимости метода по параметру в значительной мере определяется величиной λ . Условия выбора параметра из соотношений (5), заданных неравенствами, оставляют некоторую долю неопределенности при практическом использовании этого варианта метода. Проведенные исследования показали, что наилучшая сходимость метода при расчете установившихся режимов электрических систем в большинстве случаев достигается при выборе λ из условий:

$$\lambda^{(i)} = \frac{1}{K^{(i)}}, K^{(i)} = 2B_1^{(i)}, K^{(i)} \geq 1, i = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

¹ Под m — нормой вектора понимается модуль максимальной компоненты вектора.

Как видно из (5) и (6) для определения коэффициента $K^{(i)}$ нужно вычислять вторые производные уравнений установившегося режима. Выражения для вычисления небалансов мощностей, элементов матрицы Якоби и вторых производных в основном совпадают. В этом смысле вторые производные получаются в значительной мере как побочный результат расчета установившегося режима методом Ньютона. Трудоемкость вычисления коэффициента K по разработанному алгоритму мала по сравнению с реализацией одного шага. Поэтому затраты машинного времени на вычисление λ незначительны [Л. 11]. Из (5) и (6) видно, что величина λ зависит от значения вектора ΔX , получаемого решением системы (3) при $\lambda=1$. Введение параметра λ при $K>1$ позволяет так скорректировать итерационный процесс Ньютона, что не только выполняется условие (4), но и не меняет знак якобиан.

Расчеты показали высокую эффективность этого варианта метода по параметру для решения уравнений установившегося режима энергосистем. В тех случаях, когда расходился метод Ньютона и первый вариант метода по параметру, применение второго варианта метода по параметру позволяло получать решение. При этом, как правило, после двух-трех итераций он переходил в метод Ньютона. Сходимость метода при этих расчетах обеспечивалась обычно за четыре — восемь итераций. Характер итерационного процесса всегда был строго монотонным. Метод по параметру позволяет получить решения, если якобиан в них равен нулю. Поэтому он эффективен при расчете предельных по апериодической устойчивости, а также неустойчивых режимов.

Сходимость методов Ньютона и по параметру к разным решениям подробно рассмотрена в [Л. 5]. Отметим лишь, что этими методами можно получить различные решения уравнений установившегося режима, в том числе и определяющие статически неустойчивые режимы.

Выводы. 1. Для двухузловой сети переменного тока два решения уравнений установившегося режима с допустимыми величинами напряжений могут существовать только при задании активной и реактивной генерирующих мощностей в независимом узле вблизи от прямой, на которой $\left| \frac{\partial W}{\partial X} \right| = 0$.

Оба решения могут определять апериодически статически устойчивые режимы.

2. Для сложных сетей среди нескольких решений, полученных при расчетах слабо нагруженных режимов (т. е. далеких от поверхности, на которой $\left| \frac{\partial W}{\partial X} \right| = 0$) лишь одно соответствовало режиму с допустимыми уровнями напряжений. При расчетах сильно нагруженных режимов (близких к поверхности, на которой $\left| \frac{\partial W}{\partial X} \right| = 0$) было получено

два решения, определяющие режимы с допустимыми уровнями напряжений.

3. При расчетах сложных сетей и задании в качестве исходных данных активных мощностей и модулей напряжений для станционных узлов, P и Q в нагрузочных узлах, было найдено лишь одно ре-

шение, определяющее аperiodически устойчивый режим. При задании в качестве исходных данных P и Q в нагрузочных и станционных узлах для сложных электрических систем было найдено два решения, соответствующие статически аperiodически устойчивым режимам.

4. С помощью метода Ньютона и метода по параметру можно получить различные решения уравнений стационарного режима, в том числе и аperiodически неустойчивые. Рассмотренные два варианта метода по параметру могут быть успешно применены в тех случаях, когда не сходится метод Ньютона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Идельчик В. И., Крумм Л. А., Тарасов В. И. Экспериментальное исследование неоднозначности решения уравнений установившегося режима. Вопросы применения математических методов при управлении режимами и развитием электрических систем.— «Труды Иркутского политехнического института», 1971, № 72.
2. Фазылов Х. Ф. Теория и методы расчета электрических систем. Ташкент, АН УзССР, 1953.
3. Оценка статической устойчивости электрических систем на основе решения уравнений установившегося режима.— «Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт», 1971, № 5. Авт.: В. А. Веников, В. А. Строев, В. И. Идельчик, В. И. Тарасов.

4. Смирнов К. А. О единственности решения при расчете электрического режима и при расчете оптимального распределения мощностей в энергосистеме. В кн.: «Проблемы электроэнергетики», М., «Наука», 1966.

5. Идельчик В. И., Тарасов В. И. Аperiodическая устойчивость и сходимость решений уравнений установившегося режима.— «Труды Иркутского политехнического института», 1971, № 72.

6. Идельчик В. И., Тарасов В. И. Экспериментальное исследование сходимости методов Ньютона и по параметру при расчете установившихся режимов сложных электрических систем. «Труды Иркутского политехнического института», 1971, № 72.

7. Крумм Л. А. Методы решения общих уравнений стационарного режима электрической системы с учетом статических характеристик нагрузок и генераторов при автоматическом регулировании частоты, напряжений и мощности.— «Труды Таллинского политехнического института», 1957, № 124.

8. Аким Э. Л., Энеев Т. М. Определение параметров движения космического летательного аппарата по данным траекторных измерений — В сб: «Космическое исследования», М., Изд. АН СССР, 1963, 1, вып. 1.

9. Матвеев В. А. Метод приближенного решения систем нелинейных уравнений.— «Вычислительная математика и математическая физика», 1964, № 6.

10. Идельчик В. И. Свойства решения уравнений стационарного режима сложных энергосистем. Иркутск, 1970.

11. Тарасов В. И., Шалагинов А. И. АЛГОЛ-программа расчета установившихся режимов и оценки аperiodической устойчивости сложных электрических систем.— «Труды Иркутского политехнического института», 1971, № 72.

[21.2.1973]



УДК 621.316.1.052.63

Прохождение сигналов телеуправления по электрическим распределительным сетям

Доктор техн. наук, проф. СИРОТА И. М.

Институт электродинамики АН УССР

При использовании в качестве каналов телемеханики электрических распределительных сетей без их высокочастотной обработки сигналы управления распространяются одновременно по всем участкам сети с тем или иным затуханием. Таким путем производится телеуправление большим числом рассредоточенных объектов (так называемое «циркулярное телеуправление» [Л. 1 и 2]) либо при наличии той или иной селекции — управление некоторыми заданными устройствами из числа всех присоединенных к сети.

Рассматриваемое телеуправление осуществляется путем генерирования сигналов по «активному» [Л. 1] или «пассивному» [Л. 3] способу, каждый из которых обладает своими преимуществами и недостатками. В частности, простотой выполнения передающих устройств (однако при сравнительно большой их мощности) отличаются системы телеуправления по распределительным сетям на четных гармониках невысокого порядка, генерируемых пассивным способом путем подключения к сети неуправляемого [Л. 4 и 5] либо управляемого [Л. 6] вентиля и резистора. На этом принципе выполняются телемеханизированные установки некоторых предприятий, разработана система автоматической циркулярной телеразгрузки мощной энергосистемы [Л. 6] и др.

Для правильного выбора частоты, значения напряжения и мощности передающего устройства и

чувствительности приемных устройств телеуправления при любом способе генерирования сигналов необходимо с достаточной точностью определять уровни сигналов в различных точках сети. Подчеркнем, что эти уровни зависят от параметров всех элементов сети. В настоящее время хорошо разработана теория прохождения сигналов высокой частоты по электрическим цепям, ограниченным заградительными контурами [Л. 7]. Однако применительно к сетям сложной конфигурации при отсутствии этих контуров непосредственное применение указанной теории встречает затруднения. В [Л. 8] рассмотрены некоторые соотношения и закономерности передачи сигналов по сети без высокочастотной обработки при вводе сигнала между фазами и ряде дополнительных допущений.

В настоящей статье предлагается общая методика расчета напряжений сигнала и параметров передающего устройства применительно к включению этого устройства между фазой сети и землей в системе с глухо заземленной нейтралью (аналогичный анализ может быть выполнен и при включении передающего устройства между фазами, причем отпадает необходимость учета параметров нулевой последовательности сети). При указанном включении передающего устройства приемные устройства, в состав которых входят фильтры заданной частоты, включаются в сети того же напряжения между той же фазой и землей. В сетях

других напряжений, связанных с данной сетью через трансформаторы, способ включения приемных устройств выбирается в зависимости от схемы соединения обмоток трансформаторов с целью получения наибольшего уровня сигнала. Так, например, при трансформаторе с обмотками, соединенными по схеме «звезда с нулевым выводом — звезда с нулевым выводом», целесообразно включить приемные устройства также между фазой и землей, а при соединении обмоток «звезда с нулевым выводом — треугольник» — между двумя фазами.

Будем считать сеть симметричной и обозначим ее результирующие фазные сопротивления прямой, обратной и нулевой последовательностей на частоте сигнала соответственно Z_1 , Z_2 и Z_0 . Каждая из этих величин представляет собою сопротивление эквивалентного пассивного двухполюсника, включенного между точкой присоединения передающего устройства 1 и нейтральной точкой системы 0 (рис. 1, а).

При отключенном выключателе передающего устройства напряжение на его зажимах в каждый момент времени равно алгебраической разности мгновенных значений фазового напряжения сети частоты 50 гц U_ϕ и э. д. с. генератора заданной повышенной частоты E (рис. 1, а).

После включения выключателя в цепи передающего устройства возникает ток, содержащий составляющую той же частоты I , являющуюся утроенным током нулевой последовательности, $I = 3I_0$, поскольку он замыкается по земле. Кроме того, в фазах сети возникают составляющие токов прямой (I_1) и обратной (I_2) последовательностей, причем в двух фазах все три составляющие токов взаимно уничтожаются, а в основной фазе, к которой присоединено передающее устройство, $I_1 = I_2 = I_0$. Ток I_0 определяется аналогично составляющей тока однофазного короткого замыкания в соответствии с комплексной схемой замещения (рис. 2):

$$I_0 = \frac{E}{Z_1 + Z_2 + Z_0 + 3Z_{\text{пер}}}, \quad (1)$$

где $Z_{\text{пер}}$ — внутреннее сопротивление передающего устройства.

В случае передающего устройства четных гармоник (рис. 1, б) э. д. с. E представляет собой одну из составляющих (100, 200, 300, ..., гц) выпрямлен-

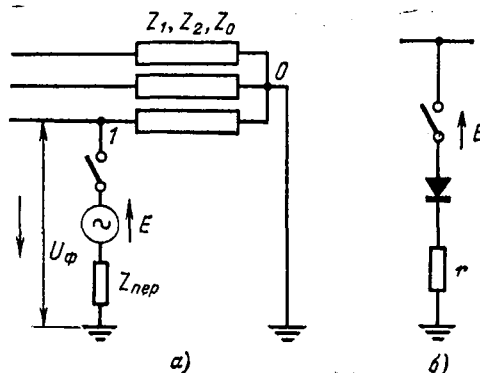


Рис. 1. Упрощенная схема сети с передающим устройством телеуправления.

а — при активном вводе сигнала; б — при пассивном вводе сигнала четных гармоник.

ного фазового напряжения сети на зажимах отключенного выключателя [Л. 5] (предполагаем вентиль передающего устройства идеальным). В этом случае сопротивление $Z_{\text{пер}}$ равно активному сопротивлению резистора r . После включения выключателя напряжение на вентиле на протяжении непроводящей части периода частоты 50 гц в общем случае отличается от фазового напряжения сети. На протяжении проводящей части периода это напряжение, естественно, равно нулю. Проходящий в цепи ток сложной формы находится в сложной зависимости от напряжения U_ϕ . Однако, если учесть, что в реальных условиях оказывает преобладающее влияние сопротивление резистора ($r \gg |Z_1|, r \gg |Z_2|, r \gg |Z_0|$), то можно считать, что на протяжении непроводящей части периода напряжение на вентиле равно соответствующей части синусоиды фазового напряжения.

При этих условиях на основании теоремы о компенсации вентиль можно заменить генератором, э. д. с. которого равна выпрямленному фазовому напряжению сети. Четная гармоника этого напряжения заданной частоты получается путем разложения его кривой в ряд Фурье с учетом выбранного угла зажигания вентиль. Применяя далее теорему об эквивалентном генераторе, находим, что и в этом случае ток I_0 определяется выражением (1) (при $Z_{\text{пер}} = r$).

При любом типе передающего устройства после его включения между основной фазой сети и землей в точке 1 устанавливается напряжение, содержащее составляющую основной частоты U'_ϕ и напряжения высших частот. Из всех этих составляющих в дальнейшем рассматривается только напряжение выбранной частоты сигнала U' , которое, в свою очередь, содержит составляющие прямой, обратной и нулевой последовательностей $U' = U'_1 + U'_2 + U'_0$. Следует заметить, что хотя результирующий ток I проходит от передающего устройства лишь по одной фазе сети, напряжения частоты сигнала возникают и на других фазах.

Как при активном, так и при пассивном способе генерирования сигнала напряжение U' и его составляющие не равны падениям напряжения в сопротивлении $Z_{\text{пер}}$, как может показаться на первый взгляд. Каждая составляющая U' представляет собою падение напряжения в сопротивлении соответствующей последовательности всей энергосистемы:

$$\dot{U}'_1 = I_1 Z_1, \quad \dot{U}'_2 = I_2 Z_2, \quad \dot{U}'_0 = I_0 Z_0$$

и, следовательно,

$$\dot{U}' = \dot{U}'_1 + \dot{U}'_2 + \dot{U}'_0 = \frac{\dot{E} (Z_1 + Z_2 + Z_0)}{Z_1 + Z_2 + Z_0 + 3Z_{\text{пер}}}. \quad (2)$$

Очевидно напряжение U' будет тем больше, чем

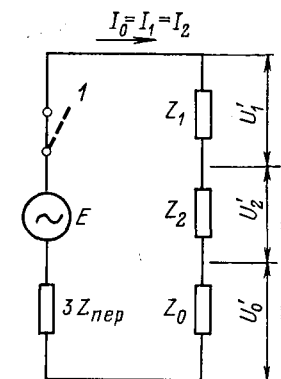


Рис. 2. Комплексная схема замещения сети, показанной на рис. 1.

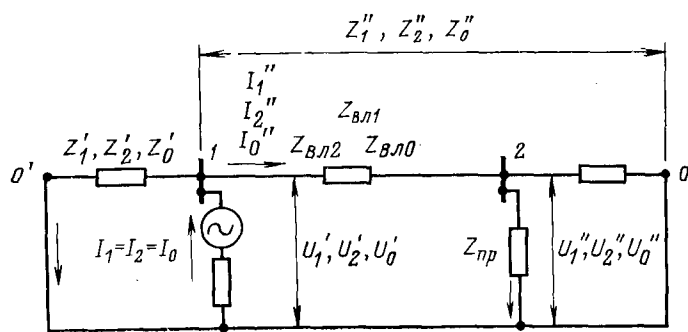


Рис. 3. Комплексная схема замещения сети для случая передачи сигнала по линии 1—2.

1 и 2 — подстанции или установки, на которых включены передающее и приемное устройства.

меньше сопротивление $|Z_{\text{пер}}|$, т. е. чем больше мощность передающего устройства.

Рассмотрим простейший случай передачи сигнала телеуправления по радиальной трехфазной линии передачи, нагруженной на конце или соединяющей две части сети (рис. 3). Будем считать, что линия не имеет проводимостей между фазами и на землю. Принципиально безразлично, имеются ли в обеих частях сети генерирующие источники. Сопротивления трех последовательностей части сети (энергосистемы), расположенной слева и справа от пункта управления 1, обозначены соответственно Z'_1, Z'_2, Z'_0 и Z''_1, Z''_2, Z''_0 , а сопротивления линии — $Z_{\text{вл1}}, Z_{\text{вл2}}, Z_{\text{вл0}}$. После включения передающего устройства по линии 1—2 проходят токи прямой (I''_1), обратной (I''_2) и нулевой (I''_0) последовательностей, а в точках 1 и 2 между фазой и нейтралью устанавливаются напряжения U'_1, U'_2, U'_0 и U''_1, U''_2, U''_0 . Заметим, что ввиду небольшой мощности приемного устройства его включение практически не влияет на эти напряжения. Очевидно, при этом условии

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}''_1 &= \dot{U}'_1 - I''_1 Z_{\text{вл1}}; \\ \dot{U}''_2 &= \dot{U}'_2 - I''_2 Z_{\text{вл2}}; \\ \dot{U}''_0 &= \dot{U}'_0 - I''_0 Z_{\text{вл0}}; \\ I''_1 &= I_1 \frac{Z'_1}{Z'_1 + Z''_1} = I_1 \frac{Z'_1 Z''_1}{(Z'_1 + Z''_1) Z''_1} = I_1 \frac{Z_1}{Z''_1} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

и аналогично

$$\left. \begin{aligned} I''_2 &= I_2 \frac{Z'_2}{Z''_2}; \\ I''_0 &= I_0 \frac{Z'_0}{Z''_0}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

откуда находим $\dot{U}''_1 = I_1 \left(Z_1 - \frac{Z_1}{Z''_1} Z_{\text{вл1}} \right) =$

$$= \frac{EZ_1}{Z_1 + Z_2 + Z_0 + 3Z_{\text{пер}}} \left(1 - \frac{Z_{\text{вл1}}}{Z''_1} \right)$$

или

$$\dot{U}''_1 = \dot{U}'_1 \left(1 - \frac{Z_{\text{вл1}}}{Z''_1} \right)$$

и аналогично

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}''_2 &= \dot{U}'_2 \left(1 - \frac{Z_{\text{вл2}}}{Z''_2} \right); \\ \dot{U}''_0 &= \dot{U}'_0 \left(1 - \frac{Z_{\text{вл0}}}{Z''_0} \right). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Суммарное напряжение сигнала в точке 2 $\dot{U}'' = \dot{U}''_1 + \dot{U}''_2 + \dot{U}''_0$. Следовательно, составляющие напряжения сигнала в точке 2 пропорциональны составляющим напряжения в точке 1 и зависят от соотношения сопротивлений линии и всей правой части системы.

Из (5) видно, что при небольшом различии сопротивлений участка линии и правой части энергосистемы; например, когда для нулевой последовательности $Z_{\text{вл0}} \approx Z''_0$, данная составляющая сигнала до точки 2 не доходит. Последнее может иметь место, например, в случае включения мощного трансформатора с обмотками, соединенными по схеме «звезда с нулевым выводом — треугольник», и заземленной нейтралью вблизи от подстанции 2. Полученные выражения соответствуют также представлению о том, что каждая составляющая напряжения передатчика U'_1, U'_2, U'_0 полностью теряется в схеме, соответствующей последовательности энергосистемы до ее объединенной нейтральной точки.

Обратимся теперь к более сложному общему случаю, когда передающее устройство 1 и несколько приемных устройств 2, 3, ..., n присоединены к сети любой сложной конфигурации, которая может содержать также и трансформаторные связи. При определении результирующих сопротивлений Z_1, Z_2, Z_0 такой сети в конкретных условиях требуется решить вопрос о необходимости учета распределенных поперечных проводимостей линий электропередачи и присоединенного оборудования. Очевидно, поперечными проводимостями можно пренебречь в тех случаях, когда их результирующие величины прямой (обратной) и нулевой последовательностей на частоте сигнала соответственно достаточно малы по сравнению с продольными проводимостями $\frac{1}{|Z_1|}$ и $\frac{1}{|Z_0|}$.

Если эквивалентная схема прямой (обратной) или нулевой последовательности всей сети приводится к однородной линии, замкнутой на конце, ее сопротивление на частоте сигнала $Z_{\text{л}} = Z_{\text{в}} \text{th } \gamma l$, где $Z_{\text{в}}$ — волновое сопротивление; γ — постоянная распространения; l — длина линии. Параметры линии $Z_{\text{в}}$ и γ выражаются через ее продольное сопротивление, например прямой последовательности Z_1 , и поперечную проводимость, которая практически равна емкостной проводимости соответствующей последовательности $j\omega C_1$:

$$Z_{\text{в}} = \sqrt{\frac{Z_1}{j\omega C_1}}, \quad \gamma = \frac{\sqrt{j\omega C_1 Z_1}}{l}.$$

Заметим, что $\gamma^2 C^2$ представляет собой отношение указанных проводимостей, а $Z_1 = Z_{\text{в}} \gamma l$. Если пренебречь в расчетах емкостной проводимостью и счи-

тат, что $Z_{\pi} = Z_1$, то погрешность в определении Z_{π}

$$\Delta Z_{\pi} = \frac{Z_1}{Z_{\pi}} - 1 = \frac{\gamma l}{\text{th } \gamma l} - 1 = \frac{V \sqrt{j\omega C_1 Z_1}}{\text{th } V \sqrt{j\omega C_1 Z_1}} - 1.$$

Можно считать, что учет емкостной проводимости не требуется, если в схеме прямой последовательности $\omega C_1 |Z_1| \leq 0,1$, и аналогично в схеме нулевой последовательности

$$\omega C_0 |Z_0| \leq 0,1.$$

В этом случае погрешность в определении Z_{π} не превышает $\Delta Z_{\pi} = 0,04$ в сторону преувеличения.

Если эквивалентная схема сети данной последовательности приводится к неоднородной линии, погрешность ΔZ_{π} может быть как меньше, так и больше найденной выше. В худшем случае, как показывают расчеты, она не превышает 7%. Соответственно и погрешности в определении уровня сигнала будут невелики и могут быть допущены.

В случае необходимости учета распределенных емкостей (когда $\omega C_1 |Z_1| > 0,1$ или $\omega C_0 |Z_0| > 0,1$) каждый однородный участок сети заменяем П- или Т-образной схемой замещения. Затем соединяем концы параллельных ветвей этих схем с концом ветви данной последовательности и проводим необходимые преобразования. Громоздкость подобных расчетов может быть преодолена путем использования ЦВМ.

Индуктивные сопротивления элементов схемы определяются, например, в соответствии с [Л. 9]. Питаящиеся от сети нагрузки учитываются в расчетах своими эквивалентными сопротивлениями на частоте сигнала, которые могут иметь активные, индуктивные и емкостные составляющие. При высоких частотах сигнала порядка сверхтоновых в расчетах могут быть учтены также активные потери в элементах сети, земле и нагрузках, например, по данным, приведенным в [Л. 7].

В результате всех расчетов и преобразований схема сети приводится к свернутому виду, представленному на рис. 2. Далее каждый из пассивных двухполюсников Z_1, Z_2, Z_0 , в свою очередь, разбивается на двухполюсники, включенные между точками $1-2-\dots-(n-1)-n-0$ (рис. 4). Практически при таком построении необходимо в схеме каждой последовательности отыскивать и объединять все эквипотенциальные точки 2, затем точки 3 и т. д. Для данной цели удобно воспользоваться известным методом коэффициентов распределения (задаемся произвольной величиной тока в одном из участков сети, а затем постепенно находим все остальные токи и напряжения в различных точках). Если эквипотенциальные точки расположены на параллельных ветвях схемы, на одной из которых они заданы в качестве мест подключения приемных устройств, то на остальных ветвях они легко определяются путем пропорционального пересчета сопротивлений. В начале расчета может оказаться неясным, какая точка, например, 2 или 3, электрически более удалена от точки ввода 1. Этот вопрос выясняется в процессе расчета и при необходимости в его результаты вносятся коррективы. В схемах разных последовательностей порядок расположения точек 2, 3, 4, ... по отношению к точке 1 может не совпадать (см. далее пример).

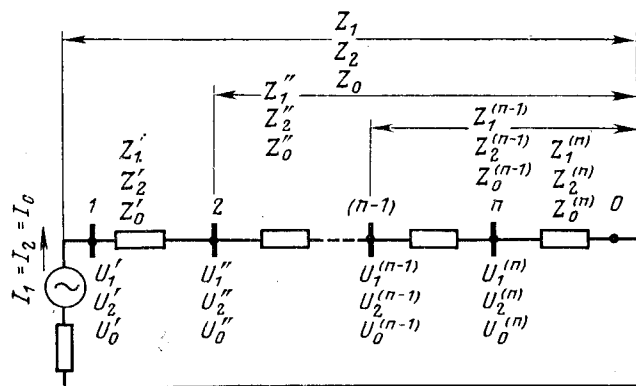


Рис. 4. Свернутая комплексная схема замещения применительно к передаче сигнала по сети сложной конфигурации.

На основании полученной в результате расчетов простой эквивалентной схемы сети (рис. 4) можно аналогично (5) определить симметричные составляющие напряжения в точке установки приемного устройства 2, выражая их через напряжения у передающего устройства, в точке 1, и сопротивления пассивных двухполюсников:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}''_1 &= \dot{U}'_1 \left(1 - \frac{Z'_1}{Z_1} \right); \\ \dot{U}''_2 &= \dot{U}'_2 \left(1 - \frac{Z'_2}{Z_2} \right); \\ \dot{U}''_0 &= \dot{U}'_0 \left(1 - \frac{Z'_0}{Z_0} \right). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В этих уравнениях напряжения $\dot{U}'_1, \dot{U}'_2, \dot{U}'_0$ определяются, как выше, по формуле (2). Результирующее напряжение $\dot{U}'' = \dot{U}''_1 + \dot{U}''_2 + \dot{U}''_0$.

Можно показать, что напряжения в любой точке сети n выражаются аналогично через напряжения в какой-либо другой более близкой точке $n-1$ и соотношение сопротивлений двухполюсников:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1^{(n)} &= \dot{U}_1^{(n-1)} \left(1 - \frac{Z_1^{(n-1)} - Z_1^{(n)}}{Z_1^{(n-1)}} \right); \\ \dot{U}_2^{(n)} &= \dot{U}_2^{(n-1)} \left(1 - \frac{Z_2^{(n-1)} - Z_2^{(n)}}{Z_2^{(n-1)}} \right); \\ \dot{U}_0^{(n)} &= \dot{U}_0^{(n-1)} \left(1 - \frac{Z_0^{(n-1)} - Z_0^{(n)}}{Z_0^{(n-1)}} \right); \\ \dot{U}^{(n)} &= \dot{U}_1^{(n)} + \dot{U}_2^{(n)} + \dot{U}_0^{(n)}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Разумеется, можно также выразить напряжения в точке n непосредственно через напряжения в точке 1.

Из всего изложенного видно, что для правильного расчета уровней сигнала как в точке подключения передающего устройства, так и в точках установки приемных устройств необходимо учитывать эквивалентные сопротивления различных последовательностей всей сети и отдельных ее элементов, в том числе линий передачи, трансформаторов, электрических машин и нагрузок. Обычно сопротивления прямой и обратной последовательностей элементов схемы и всей сети можно считать одинаковыми, сопротивления же нулевой последовательности могут существенно отличаться от них,

В общем случае после определения сопротивлений всех элементов сети и необходимых преобразований определяем по формулам (2) и (7) симметричные составляющие и суммарные значения напряжения сигнала в точках 1, 2, 3, ..., n , относенные к напряжению сигнала в точке ввода U' .

Далее выбираем по условию помехозащищенности и надежной работы приемного устройства уровень сигнала в наиболее удаленной точке $\frac{U^{(n)}}{U_\Phi}$ и пропорционально пересчитываем остальные напряжения $\frac{U'}{U_\Phi}, \frac{U''}{U_\Phi}, \dots, \frac{U^{(n)}}{U_\Phi}$.

После определения относительного напряжения U'/U_Φ , зная отношение $\frac{E}{U_\Phi}$, зависящее от выполнения передающего устройства, можно на основании выражения (2) найти требуемое сопротивление передатчика

$$Z_{\text{пер}} = \left(\frac{U_\Phi}{U'} \frac{E}{U_\Phi} - 1 \right) \frac{Z_1 + Z_2 + Z_0}{3}$$

(здесь $\dot{E}$ и $\dot{U}'$ — комплексные величины, а U_Φ — модуль фазного напряжения). Согласно этому выражению формально $Z_{\text{пер}}$ — комплексная величина, зависящая от модуля и аргумента отношения $\frac{E}{U'}$. Однако с учетом того, что отношение модулей $\frac{E}{U'} \gg 1$, можно принять приближенно

$$|Z_{\text{пер}}| = \left| \frac{U_\Phi}{U'} \frac{E}{U_\Phi} \frac{Z_1 + Z_2 + Z_0}{3} \right|. \quad (8)$$

При выборе частоты телеуправления и точки подключения передающего устройства приходится сравнивать мощности передатчика $S_{\text{пер}}$, соответствующие каждому варианту, а также мощности, потребляемые всей сетью S_c [Л. 8].

При генерировании сигнала по активному способу в передатчике кратковременно расходуется мощность,

$$S_{\text{пер}} \approx \frac{U_\Phi^2}{Z_{\text{пер}}(50 \text{ гц})} + \frac{E^2}{Z_{\text{пер}}},$$

где $Z_{\text{пер}}(50 \text{ гц})$ — полное сопротивление передатчика на частоте сети 50 гц.

В случае пассивного ввода сигнала на четных гармониках ([Л. 4 и 6]) и активного сопротивления передатчика ($Z_{\text{пер}} = r$) кратковременно расходуемая в нем мощность ($\kappa \text{ в} \cdot \text{а}$)

$$S_{\text{пер}} = \frac{U_\Phi^2}{r} \beta^2 \cdot 10^{-3}, \quad (9)$$

где β — коэффициент уменьшения действующего тока передатчика по сравнению с включением сопротивления r непосредственно на напряжение сети U_Φ . Этот коэффициент зависит от угла зажигания вентиля [Л. 5]. Для простого неуправляемого вентиля $\beta = 0,707$.

В общем случае мощность, потребляемая сетью на частоте сигнала ($\kappa \text{ в} \cdot \text{а}$)

$$S_c = 3 \left[\frac{U_1'^2}{Z_1} + \frac{U_2'^2}{Z_2} + \frac{U_0'^2}{Z_0} \right] \cdot 10^{-3}. \quad (10)$$

Пример. В качестве иллюстрации ко всему изложенному выше рассмотрим прохождение сигналов частоты 100 гц по сети, схема которой дана на рис. 5 (заимствована из [Л. 9] с небольшими изменениями). Здесь к шинам бесконечной мощности через трансформатор $T1$ присоединена сеть 115 кВ (линии $L1, L2, L3$) с понизительными трансформаторами ($T2, T3$), от которых питаются нагрузки ($H1, H2, H3$). Кроме того, к трансформатору $T3$ присоединен генератор $G2$. Параметры всех перечисленных элементов указаны на рис. 5. Передающее устройство телеуправления подключено к шинам 115 кВ подстанции $T1$ между фазой и землей (точка 1), а приемные устройства — в точках 2, 3 сети 115 кВ между той же фазой и землей (для сравнения) за трансформаторами в точках 4, 5 между двумя фазами. Для простоты считаем, что нагрузки не имеют емкостных составляющих.

При расчете учитываем только индуктивные составляющие всех элементов. Для генератора $G2$ можно считать, что его индуктивное сопротивление прямой последовательности при частоте 100 гц ввиду большого скольжения не отличается от его сопротивления обратной последовательности. Принимаем это сопротивление, отнесенное к номинальной мощности генератора, равным 0,3. Относительное индуктивное сопротивление трансформаторов $T1$ и $T2$ при указанной частоте приблизительно равно 0,21, а суммарные сопротивления обмоток трансформатора $T3$; высшего и среднего напряжений — 0,34, высшего и низшего — 0,21 и среднего и низшего — 0,12. Соответственно находим сопротивления отдельных обмоток трансформатора $T3$:

высшего напряжения — 0,215; среднего — 0,125 и низшего — 0,005 (приближенно принимаем его равным нулю).

На основании данных, приведенных в [Л. 9], принимаем относительные индуктивные сопротивления сопротивлений нагрузок $H1$ — 0,48, $H2$ и $H3$ — 0,72. Индуктивное сопротивление прямой последовательности при частоте 100 гц одноцепных линий 1 и 2 принимаем равным 0,8 ом на км, а их сопротивления нулевой последовательности — в 3,5 раза больше. Для $L3$ принимаем $X_1 = 0,4$ и $X_0 = 2,2$ ом/км. Подсчитаны сопротивления прямой последовательности всех элементов схемы замещения сети, указанные на рис. 6, а. Сопротивления обратной последовательности принимаются равными сопротивлениям прямой последовательности. Сопротивления нулевой последовательности указаны на рис. 6, б.

Из этих схем находим общие сопротивления

$$|Z_1| = |Z_2| = X_1 = X_2 = 18,7 \text{ ом};$$

$$X_0 = 22,3 \text{ ом}.$$

При общей протяженности линий 115 кВ (рис. 5), равной 310 км, имея в виду емкости на 1 км в схеме прямой последо-

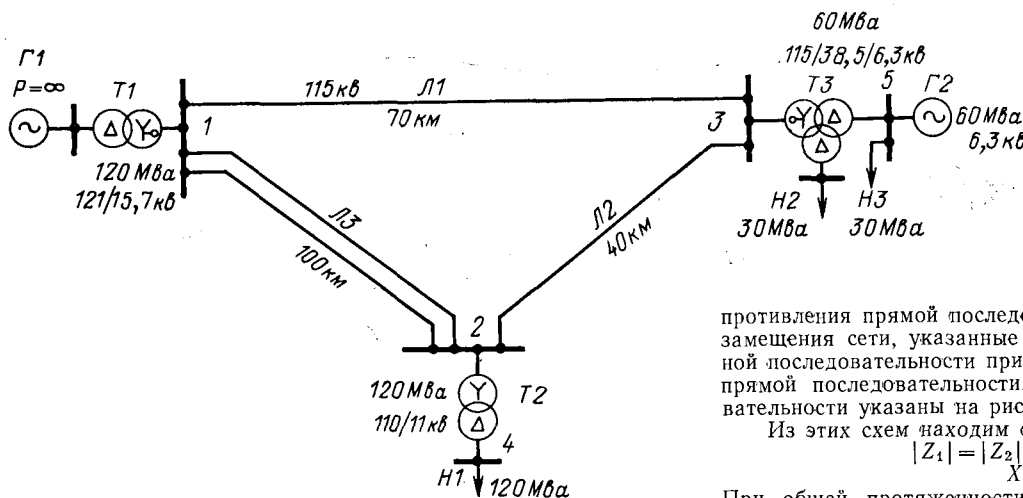


Рис. 5. Схема сети к примерному расчету.

вательности 0,011 мкф/км и в схеме нулевой последовательности 0,004 мкф/км, находим: $\omega C_1 = 2140 \cdot 10^{-6}$, $\omega C_0 = 776 \cdot 10^{-6}$ (очевидно, проводимостями остальных элементов схемы можно пренебречь), откуда $\omega C_1 |Z_1| = 0,040$; $\omega C_0 X_0 = 0,0173$. Эти значения меньше указанного выше предела 0,1 и, следовательно, в дальнейших расчетах можно пренебречь емкостными проводимостями.

После элементарных преобразований и нахождения эквивалентных точек исходные схемы (рис. 6, а, б) приводятся к свернутому радиальному виду (рис. 7, а, б). Здесь начало схемы каждой последовательности совмещено с точкой подключения передающего устройства 1. Между точкой 1 и точками присоединения приемных устройств 2, 3, 4, 5, а также в схеме прямой последовательности между точкой 5 и концом схемы — включены эквивалентные двухполюсники, индуктивные сопротивления которых указаны на рисунках. Заметим, что в схеме прямой последовательности точка 4 оказалась электрически ближе к точке 1, чем точка 3 в отличие от схемы нулевой последовательности.

С учетом найденных сопротивлений получаем:

$$\begin{aligned} X'_1 = X'_2 = 5,9 \text{ ом}; \quad X'_0 = 10,7 \text{ ом}; \\ X''_1 = X''_2 = 12,8 \text{ ом}; \quad X''_0 = 11,6 \text{ ом}; \\ X'''_1 = X'''_2 = 12,3 \text{ ом}; \quad X'''_0 = 6,2 \text{ ом}; \\ X^{IV}_1 = X^{IV}_2 = 12,6 \text{ ом}; \quad X^{IV}_0 = 0; \\ X^V_1 = X^V_2 = 5,8 \text{ ом}; \quad X^V_0 = 0. \end{aligned}$$

Подставляем соответствующие величины в уравнения (2) и (7), выполняем преобразования и определяем симметричные составляющие сигнала:

$$\begin{aligned} U'_1 = U'_2 = 0,313U'; \quad U'_0 = 0,374U'; \\ U''_1 = U''_2 = 0,69U'_1 = 0,216U'; \quad U''_0 = 0,52U'_0 = 0,195U'; \\ U'''_1 = U'''_2 = 0,66U'_1 = 0,207U'; \quad U'''_0 = 0,27U'_0 = 0,101U'; \\ U^{IV}_1 = U^{IV}_2 = 0,673U'_1 = 0,211U'; \quad U^{IV}_0 = 0; \\ U^V_1 = U^V_2 = 0,31U'_1 = 0,097U'; \quad U^V_0 = 0. \end{aligned}$$

Важно отметить, что напряжения нулевой последовательности в точках IV и V равны нулю, так как нейтраль обмотки высшего напряжения трансформатора Т2 не заземлена, а в трансформаторе Т3 токи нулевой последовательности замыкаются в обмотке, соединенной в треугольник, и, следовательно, не создают падения напряжения в сопротивлениях, расположенных ближе к концу схемы.

Пусть необходимый относительный уровень сигнала в наиболее удаленной точке $U^V/U_\Phi = 0,005$.

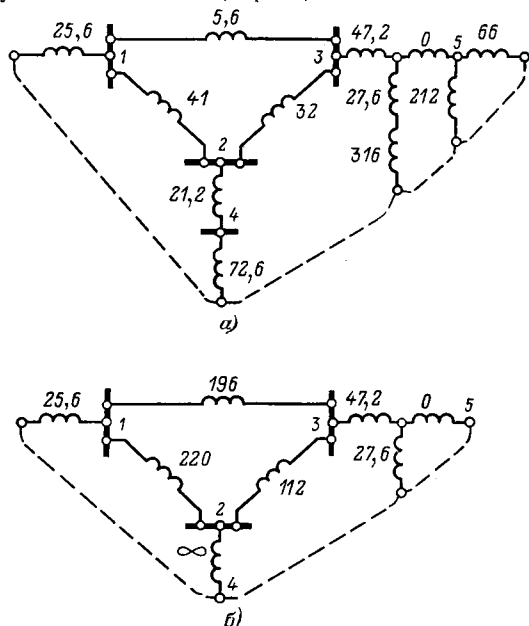


Рис. 6. Схемы замещения сети (рис. 5) с указанием индуктивных сопротивлений в омах при частоте телеуправления 100 гц. а — прямая (обратная) последовательность; б — нулевая последовательность.

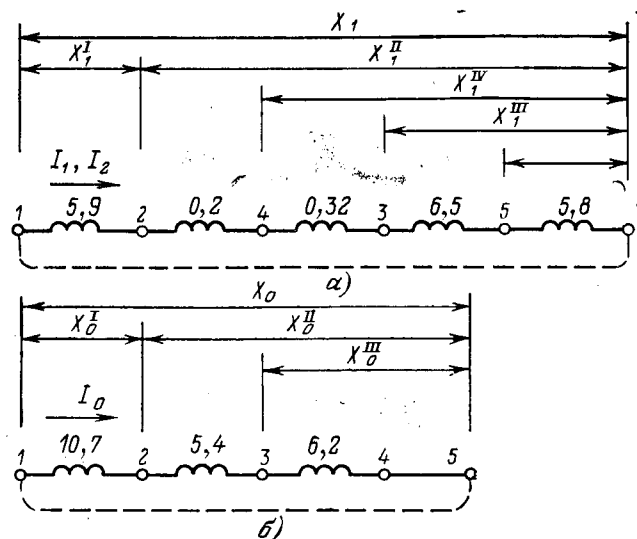


Рис. 7. Свернутые схемы замещения сети (рис. 5). а — прямая (обратная) последовательность; б — нулевая последовательность.

Имея в виду найденные выше соотношения, определяем требуемые относительные напряжения в остальных точках:

$$\begin{aligned} \frac{U'}{U_\Phi} = 0,0258; \quad \frac{U''}{U_\Phi} = 0,0162; \quad \frac{U'''}{U_\Phi} = \\ = 0,0133; \quad \frac{U^{IV}}{U_\Phi} = 0,0109. \end{aligned}$$

Отсюда видно, что в данном случае сигнал телеуправления на пути от точки 1 к точкам 2, 3, 4 и 5 претерпевает значительное затухание.

Согласно [Л. 5] для передающего устройства 2-й гармоники с неуправляемым вентилем $E/U_\Phi = 0,3$. Имея, кроме того, в виду, что $\beta = 0,707$, $U_\Phi = 66300$ в, находим по выражениям (8) и (10) $Z_{пер} = r = 232$ ом; $S_{пер} = 9500$ кв·а.

По выражению (10) мощность, потребляемая сетью на частоте сигнала,

$$S_c = 3 \cdot (0,0258 \cdot 66300)^2 \left[\frac{2 \cdot 0,313^2}{18,7} + \frac{0,374^2}{22,2} \right] \cdot 10^{-3} = 440 \text{ кв} \cdot \text{а}.$$

Выводы. 1. Применительно к системам телеуправления по электрическим распределительным сетям без их высокочастотной обработки как при пассивном, так и при активном способе генерирования сигналов любой частоты, в расчете прохождения этих сигналов необходимо учитывать сопротивления различных последовательностей всей сети и ее элементов.

2. Схема каждой последовательности сети может быть преобразована к простейшему радиальному виду с эквивалентными пассивными двухполюсниками, включенными между точками присоединения передающего и приемных устройств.

3. Напряжения сигнала в точке подключения передающего устройства и его симметричные составляющие зависят от общих сопротивлений трех последовательностей всей сети и внутреннего сопротивления передающего устройства.

4. Уровни напряжения сигнала в каждой заданной точке сети определяются в зависимости от напряжения U в одной из других точек (в частности, в точке подключения передающего устройства), а также от соотношений сопротивлений упомянутых двухполюсников при выбранной частоте.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Райнес Р. Л. Циркулярное телеуправление на тональных частотах в распределительных сетях.— «Энергетика за рубежом», М., БТИ ОРГРЭС, 1961.
2. Шестопапов В. Н. Вопросы теории систем циркулярного телеуправления.— «Труды института электротехники АН УССР. Вопросы автоматики и релейной защиты энергетических систем». Изд. АН УССР, вып. 20, 1963.
3. Шестопапов В. Н. Устройство для возбуждения токов тональных частот в электрической сети энергосистемы. А. С. № 108692 (СССР). Оpubл. в бюлл.— «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1957, № 9.
4. Сирота И. М. Система телеуправления по проводам электрической сети переменного трехфазного тока. А. С. № 207276 (СССР). Оpubл. в бюлл.— «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1967, № 2.

5. Сирота И. М., Стариков Р. Б. Системы телеуправления и телесигнализации по распределительным электрическим сетям на четных гармониках.— «Электричество», 1969, № 6.
6. Туваржиев В. К., Цыганкова Л. Г., Шестопапов В. Н. Система аварийной циркулярной разгрузки электрической сети. В сб.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1971, вып. 31.
7. Ефремов В. Е. Передача информации по распределительным сетям 6—35 кв. М., «Энергия», 1971.
8. Попов И. Н. Соотношения и закономерности при передаче сигналов тональной частоты по электрическим распределительным сетям.— «Электричество», 1973, № 11.
9. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. М., «Энергия», 1964.

[28.12.1973]

УДК 621.316.1:62-519

О выборе способа приема сигналов тональной частоты, передаваемых по электрической сети

ПОНОМАРЕВ А. М.

Москва

В связи с разработкой систем циркулярного частотного телеуправления, использующих, как известно, в качестве каналов связи распределительную сеть без специальной высокочастотной обработки, представляет практический интерес вопрос о разработке систем обратной передачи информации от управляемых объектов с использованием тех же каналов связи (включение на параллельную работу силовых трансформаторов с сигнализацией о выполнении операции и т. д.). Системы телесигнализации подобного рода могут найти широкое применение при большом количестве подконтрольных объектов, рассредоточенных по распределительной сети (контроль положения секционирующих выключателей в сельскохозяйственных сетях и т. д.).

Передача сигнала тональной частоты в направлении, обратном потоку мощности промышленной частоты, существенно отличается от передачи в прямом направлении. Отличие это является следствием различного соотношения сопротивлений электрической сети за точкой приема сигнала и сопротивления тракта передачи сигнала в названных системах. Вследствие отмеченной причины в ряде случаев систему телесигнализации целесообразно строить с контролем в точке приема тока сигнала, а не напряжения, как имеет место в некоторых разрабатываемых системах¹.

Ниже изложена предлагаемая методика сравнения систем телесигнализации с контролем в точке приема тока сигнала и с контролем напряжения сигнала. Сравниваются значения мощностей источников тональной частоты, необходимых для выполнения телесигнализации. При одинаковых способах ввода сигнала в электрическую сеть и одинаковых значениях коэффициента отстройки уровня сигнала от уровня помех в цепях напряжения и токовых цепях, соотношение мощностей источников будет зависеть от параметров передачи сигнала и соотношения уровней помех в цепях контроля сигнала.

Следовательно, для того чтобы сделать заключение о преимуществе того или другого способа построения систем телесигнализации, необходимо проанализировать оба названных аспекта.

Уровни помех в токовых цепях и цепях напряжения. Помехи в электрических сетях по характеру принято разделять на импульсные, флуктуационные и помехи синусоидального типа. При временной отстройке приемного устройства от импульсных помех, уровень сигнала в точке приема определяется помехами флуктуационного и синусоидального типов. К анализу соотношения уровней флуктуационных помех можно перейти после выявления соотношения уровней помех синусоидального типа. В то же время знание соотношения уровней помех синусоидального типа даст представление о соотношении общего уровня помех, так как в рассматриваемом диапазоне частот ($F \leq 3000$ гц) уровень помех обусловлен в основном гармоническими составляющими. В статье проведен анализ соотношений уровней синусоидальных помех в высоковольтных цепях распределительных сетей.

Для анализа закономерностей в соотношении уровней помех в цепях напряжения и токовых цепях составлена схема замещения электрической сети (рис. 1, б). Схема замещения составлена для одной фазы и частот указанного выше диапазона. Ввиду того, что источники электрических помех находятся в сети как со стороны контролируемой линии, так и за точкой приема сигнала, участки электрической сети относительно выбранной точки можно рассматривать как активные двухполюсники. Фаза участка сети, расположенного за точкой приема сигнала, вводится в схему замещения входным сопротивлением $\dot{Z}_1$ и эквивалентным источником э. д. с. $\dot{E}_1$ для каждого конкретного значения частоты из рассматриваемого диапазона. Одноименная фаза контролируемой линии аналогично вводится в схему замещения входным сопротивлением $\dot{Z}_л$ и эквивалентным источником э. д. с. $\dot{E}_л$. Причины возникновения $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_л$, а также характер изменения их амплитуд в настоящей статье не рассматривается.

¹ Гессен В. Ю. и др. Устройство телесигнализации действия АПВ и отключения секционирующих выключателей в сетях 6—15 кв.— «Механизация и электрификация сельскохозяйственного сельского хозяйства», 1969, № 11.

Входное сопротивление фазы участка электросети, расположенного за точкой приема сигнала $\dot{Z}_1$ включает в себя сопротивление фазы системы, питающего трансформатора и входные сопротивления одноименных фаз линий ($L1, L2, L3, L4$).

Рассмотрим соотношение уровней помех в цепях напряжения и токовых цепях при различных вариантах сочетания амплитуд и углов комплексов $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_\pi$, а также $\dot{Z}_1$ и $\dot{Z}_\pi$.

1. $|\dot{E}_\pi| \gg |\dot{E}_1|$, т. е. амплитуда э. д. с. эквивалентного источника помех со стороны контролируемой линии много больше модуля амплитуды э. д. с. эквивалентного источника помех, расположенного за точкой приема сигнала ($E_1=0$).

Ток помех в контролируемой цепи

$$I_\pi = \frac{\dot{E}_\pi}{\dot{Z}_\pi + \dot{Z}_1},$$

напряжение

$$\dot{U}_\pi = I_\pi \dot{Z}_1 = \frac{\dot{E}_\pi \dot{Z}_1}{\dot{Z}_\pi + \dot{Z}_1}.$$

Представляя величины в относительных единицах, получим следующие выражения:

$$U_{\pi(\text{отн})} = \left| \frac{\dot{E}_\pi \dot{Z}_1}{\dot{Z}_\pi + \dot{Z}_1} \right| \frac{1}{U_{\text{ном}}}; I_{\pi(\text{отн})} = \left| \frac{\dot{E}_\pi}{\dot{Z}_\pi + \dot{Z}_1} \right| \frac{1}{I_{\text{нагр}}},$$

где $U_{\pi(\text{отн})} = \frac{|\dot{U}_\pi|}{U_{\text{ном}}}$ — напряжение помехи, выраженное в относительных единицах; $I_{\pi(\text{отн})} = \frac{|I_\pi|}{I_{\text{нагр}}}$ — ток

помехи, выраженный в относительных единицах; $U_{\text{ном}}$ — номинальное фазное напряжение промышленной частоты в точке исследования помех; $I_{\text{нагр}}$ — ток нагрузки промышленной частоты в фазе контролируемой линии в точке исследования помех.

Отношение относительных значений помех в цепях напряжения и токовых цепях имеет вид:

$$U_{\pi(\text{отн})}/I_{\pi(\text{отн})} = Z_1/Z_{\text{нагр}}, \quad (1)$$

где $Z_{\text{нагр}} = U_{\text{ном}}/I_{\text{нагр}}$ — модуль входного сопротивления фазы контролируемой линии относительно точки приема сигнала на частоте $F=50$ гц.

Преобразуем полученное выражение, обозначив отношение $Z_\pi/Z_{\text{нагр}} = K_F$, где Z_π — модуль входного сопротивления фазы контролируемой линии относительно точки приема сигнала на частоте из диапазона $f=50-3000$ гц; K_F — модуль коэффициента частотной зависимости входного сопротивления контролируемой линии.

Таким образом

$$\frac{U_{\pi(\text{отн})}}{I_{\pi(\text{отн})}} = \frac{Z_1}{Z_\pi} K_F.$$

2. $|\dot{E}_1| \gg |\dot{E}_\pi|$, т. е. амплитуда эквивалентного источника э. д. с. помех активного двухполюсника, расположенного за точкой приема сигнала, много больше амплитуды э. д. с. эквивалентного источника помех со стороны контролируемой линии ($E_\pi=0$).

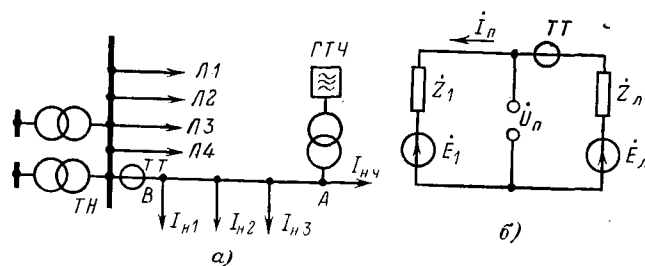


Рис. 1. Однофазная упрощенная схема распределительной сети (а) и схема ее замещения для одной фазы с эквивалентными источниками помех (б).

А — точка ввода сигнала тональной частоты в электрическую сеть; В — точка приема сигнала; ГТЧ — генератор тональной частоты; $\dot{E}_1$ — э. д. с. эквивалентного источника помех, расположенного за точкой приема сигнала; $\dot{Z}_1$ — входное сопротивление фазы участка сети, расположенного за точкой приема сигнала, на тональной частоте; $\dot{E}_\pi$ — э. д. с. эквивалентного источника помех, расположенного со стороны контролируемой линии; $\dot{Z}_\pi$ — входное сопротивление фазы контролируемой линии на тональной частоте.

Ток помех в данном случае

$$I_\pi = \frac{\dot{E}_1}{\dot{Z}_\pi + \dot{Z}_1}$$

и напряжение помех

$$\dot{U}_\pi = \frac{\dot{E}_1 \dot{Z}_\pi}{\dot{Z}_\pi + \dot{Z}_1}$$

Уровни помех, выраженные в относительных единицах, определяются по формуле:

$$I_{\pi(\text{отн})} = \left| \frac{\dot{E}_1}{\dot{Z}_\pi + \dot{Z}_1} \right| \frac{1}{I_{\text{нагр}}}; U_{\pi(\text{отн})} = \left| \frac{\dot{E}_1 \dot{Z}_\pi}{\dot{Z}_\pi + \dot{Z}_1} \right| \frac{1}{U_{\text{ном}}},$$

а их отношение имеет следующий вид:

$$\frac{U_{\pi(\text{отн})}}{I_{\pi(\text{отн})}} = \frac{Z_\pi}{Z_{\text{нагр}}} = K_F. \quad (2)$$

Из полученных выражений (1) и (2) следует, что при расположении источника синусоидальных электрических помех со стороны контролируемой линии, отношение относительных значений уровней помех в токовых цепях и цепях напряжения зависит от соотношения модулей сопротивления элементов электрической сети за точкой приема сигнала и входного сопротивления контролируемой линии, а также от модуля коэффициента частотной зависимости входного сопротивления контролируемой линии. При расположении источника помех за точкой приема сигнала, исследуемое соотношение зависит лишь от модуля коэффициента частотной зависимости входного сопротивления контролируемой линии.

3. $|\dot{E}_1| = |\dot{E}_\pi|$, т. е. амплитуды э. д. с. эквивалентных источников помех со стороны контролируемой линии и за точкой приема сигнала равны между собой. В данном случае необходимо рассмотреть варианты с различными значениями угла сдвига между $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_\pi$.

а) $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_\pi$ совпадают по фазе.

В этом случае ток помехи $I_\pi = 0$ и напряжение $\dot{U}_\pi = \dot{E}_1 = \dot{E}_\pi$.

б) $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_n$ находятся в противофазе.

Ток помехи

$$I_n = \frac{2\dot{E}_n}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_n} = -\frac{2\dot{E}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_n}.$$

Напряжение помехи

$$\dot{U}_n = \dot{E}_n - \frac{2\dot{E}_n\dot{Z}_n}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_n} = \dot{E}_n \frac{\dot{Z}_1 - \dot{Z}_n}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_n}.$$

Так как источники электрических помех в реальных распределительных сетях многочисленны и сочетание их амплитуд и фаз многообразно, в рассматриваемой математической модели угол между комплексными величинами $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_n$ считается величиной случайной, изменяющейся в диапазоне от 0 до 180°. Таким образом значения тока и напряжения помех будут изменяться в следующих пределах:

$$0 \text{ — } I_n \text{ — } \frac{2\dot{E}_n}{|\dot{Z}_1 + \dot{Z}_n|};$$

$$\dot{E}_n \text{ — } \dot{U}_n \text{ — } \dot{E}_n \frac{\dot{Z}_1 - \dot{Z}_n}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_n}.$$

Как видно из полученных формул, величины помех в токовых цепях и цепях напряжения зависят не только от соотношения модулей $\dot{Z}_n$ и $\dot{Z}_1$, но и от угла между этими импедансами.

Для сравнения уровней помех выбираются максимально возможные значения в каждом рассматриваемом случае. Так ток помехи при любых сочетаниях $\dot{Z}_n$ и $\dot{Z}_1$ определяется по формуле

$$|I_n| = \left| \frac{2\dot{E}_n}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \right|,$$

а значение уровня помехи в цепи напряжения выбирается максимальной из значений, вычисленных по двум приведенным формулам. При анализе задается различными соотношениями $\dot{Z}_n$ и $\dot{Z}_1$.

Ввиду того, что для большей части реальных случаев применения систем телесигнализации модуль $\dot{Z}_n$ больше модуля $\dot{Z}_1$, рассматриваются варианты при $|\dot{Z}_n/\dot{Z}_1| \geq 1$ с вариацией угла между этими импедансами от 0 до 180°.

1. $|\dot{Z}_1| = |\dot{Z}_n|$ совпадают по фазе.

При этом ток помехи

$$I_n = \frac{\dot{E}_n}{\dot{Z}_n}$$

и напряжение

$$\dot{U}_n = \dot{E}_n.$$

Соотношение уровней помех, выраженных в относительных единицах, имеет вид:

$$\frac{U_{n(отн)}}{I_{n(отн)}} = \left| \frac{\dot{E}_n \dot{Z}_n}{\dot{E}_n} \right| \frac{1}{Z_{нагр}} = \frac{Z_n}{Z_{нагр}} = K_F.$$

2. $|\dot{Z}_1| = |\dot{Z}_n|$ находятся в противофазе.

Исследуемое отношение имеет вид:

$$\frac{U_{n(отн)}}{I_{n(отн)}} = \frac{Z_n}{Z_{нагр}} = K_F.$$

Максимального значения исследуемое выражение достигает при угле между $\dot{Z}_n$ и $\dot{Z}_1$, равном 90°.

Ток помехи в этом случае

$$I_n = \frac{2\dot{E}_n}{\sqrt{2}\dot{Z}_n},$$

напряжение помехи $\dot{U}_n = \dot{E}_n$ и отношение уровней помех, выраженных в относительных единицах:

$$\frac{U_{n(отн)}}{I_{n(отн)}} = 0,71 \frac{Z_n}{Z_{нагр}} = 0,71 K_F.$$

Аналогичным образом отношение относительных значений уровней помех в токовых цепях и цепях напряжения анализируется для различных значений отношения $|\dot{E}_n/\dot{E}_1|$.

Так для $|\dot{E}_n/\dot{E}_1| = 0,1$. Уровни помех в зависимости от угла между $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_n$ изменяются в пределах:

$$\frac{0,9\dot{E}_1}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \text{ — } I_n \text{ — } \frac{1,1\dot{E}_1}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1};$$

$$\dot{E}_1 \frac{\dot{Z}_n + 0,1\dot{Z}_1}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \text{ — } \dot{U}_n \text{ — } \frac{\dot{Z}_n - 0,1\dot{Z}_1}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \dot{E}_1.$$

При $\left| \frac{\dot{E}_n}{\dot{E}_1} \right| = 0,25$

$$\frac{0,75}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \dot{E}_1 \text{ — } I_n \text{ — } \frac{1,25}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \dot{E}_1;$$

$$\frac{\dot{Z}_n + 0,25\dot{Z}_1}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \dot{E}_1 \text{ — } \dot{U}_n \text{ — } \frac{\dot{Z}_n - 0,25\dot{Z}_1}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \dot{E}_1.$$

При $\left| \frac{\dot{E}_n}{\dot{E}_1} \right| = 2$

$$\frac{0,5}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \dot{E}_n \text{ — } I_n \text{ — } \frac{1,5\dot{E}_n}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1};$$

$$\frac{\dot{Z}_1 + 0,5\dot{Z}_n}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \dot{E}_n \text{ — } \dot{U}_n \text{ — } \frac{\dot{Z}_1 - 0,5\dot{Z}_n}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_1} \dot{E}_n$$

и т. д.

Таким образом получаем диапазоны изменения уровней помех в токовых цепях и цепях напряжения в зависимости от соотношения $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_n$. После этого, задаваясь различными значениями соотношения импедансов $\dot{Z}_1$ и $\dot{Z}_n$, находим максимальное и минимальное значение исследуемого отношения для каждого варианта. Причем в каждом варианте при вычислении отношения $\frac{U_{n(отн)}}{I_{n(отн)}}$ берутся максимально возможные для рассматриваемого случая значения $\dot{U}_n$ и I_n .

По результатам анализа построены графики (рис. 2). Они дают представление о характере изменения величины $\frac{U_{n(отн)}}{I_{n(отн)}} \frac{1}{K_F}$ в зависимости от изменения величины отношения амплитуд э. д. с. эквивалентных источников помех. Для каждого выбранного значения отношения Z_n/Z_1 построены две кривые, которые отвечают максимальным и минимальным значениям исследуемого выражения с учетом угла между $\dot{Z}_n$ и $\dot{Z}_1$.

Используя полученные закономерности, перейдем к анализу соотношений потребных мощностей

источников несущей частоты при контроле в точке приема тока сигнала либо напряжения.

Мощности источников несущей частоты для различных способов построения систем телесигнализации. Мощность источника несущей частоты в системах телесигнализации, использующих в качестве канала связи линии силовой распределительной сети, определяется режимом передачи сигнала и задаваемым по условию отстройки от уровня электрических помех, уровнем сигнала в точке приема. Рассмотрим сначала соотношение потребных мощностей источников несущей частоты для поддержания в точке приема одинаковых относительных значений уровня сигнала в цепях напряжения и токовых цепях:

$$I_{\text{сигн}}/I_{\text{нагр}} = U_{\text{сигн}}/U_{\text{нагр}} = n.$$

Выведем аналитические выражения мощностей источников несущей частоты.

1. При контроле в точке приема тока сигнала

$$I_{\text{ист}} = \frac{I_{\text{сигн}}}{K_I} = \frac{I_{\text{нагр}} n}{K_I},$$

где $I_{\text{ист}}$ — ток источника сигнала на рассматриваемой частоте; $\frac{I_{\text{сигн}}}{I_{\text{ист}}} = K_I$ коэффициент передачи тока сигнала по электрической сети.

Напряжение сигнала в высоковольтной сети у точки приема

$$U_{\text{сигн}} = I_{\text{сигн}} Z_1.$$

Напряжение источника несущей частоты в точке ввода

$$U_{\text{ист}} = I_{\text{ист}} Z_1 \frac{1}{K_U} = n I_{\text{нагр}} Z_1 \frac{1}{K_U},$$

где $\frac{U_{\text{сигн}}}{U_{\text{ист}}} = K_U$ — коэффициент передачи напряжения сигнала по электрической сети.

Мощность источника несущей частоты

$$\dot{S}_{I(n)} = \dot{U}_{\text{ист}} I_{\text{ист}} = n I_{\text{нагр}} Z_1 \frac{1}{K_U} \frac{I_{\text{нагр}} n}{K_I} = \frac{n^2 I_{\text{нагр}}^2 Z_1}{K_U K_I}.$$

2. При контроле напряжения сигнала: напряжение источника несущей частоты

$$U_{\text{ист}} = U_{\text{ном}} n \frac{1}{K_U};$$

ток сигнала в высоковольтной цепи у точки приема сигнала

$$I_{\text{сигн}} = \frac{U_{\text{ном}} n}{Z_1};$$

ток источника несущей частоты

$$I_{\text{ист}} = \frac{U_{\text{ном}} n}{Z_1} \frac{1}{K_I};$$

мощность источника несущей частоты

$$\dot{S}_{U(n)} = \frac{U_{\text{ном}} n}{K_U} \frac{U_{\text{ном}} n}{K_I Z_1} = \frac{U_{\text{ном}}^2 n^2}{K_U K_I Z_1}.$$

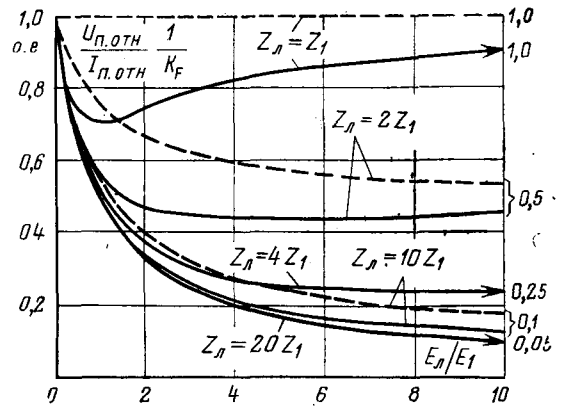


Рис. 2. Кривые зависимости функции $\frac{U_{\text{п(отн)}}}{I_{\text{п(отн)}} K_F}$ от отношения $E_{\text{п}}/E_1$.

$$\begin{aligned} \text{---} \hat{Z}_{\text{п}} \hat{Z}_1 &= 0^\circ, 180^\circ \\ \text{—} \hat{Z}_{\text{п}} \hat{Z}_1 &= 90^\circ. \end{aligned}$$

Рассмотрим отношение полученных выражений:

$$\frac{\dot{S}_{U(n)}}{\dot{S}_{I(n)}} = \frac{U_{\text{ном}}^2 n^2 K_U K_I}{K_U K_I Z_1 n^2 I_{\text{нагр}}^2 Z_1} = \frac{U_{\text{ном}}^2}{I_{\text{нагр}}^2 Z_1 Z_1},$$

учитывая, что

$\frac{U_{\text{ном}}}{I_{\text{нагр}}} = Z_{\text{нагр}}$ — модуль входного сопротивления фазы контролируемой линии относительно точки приема сигнала на промышленной частоте;

$Z_1 Z_1 = Z_1^2$, тогда выведенное выражение приобретает вид:

$$\frac{\dot{S}_{U(n)}}{\dot{S}_{I(n)}} = \left(\frac{Z_{\text{нагр}}}{Z_1} \right)^2. \quad (3)$$

Следовательно, отношение мощностей источников несущей частоты, потребных для поддержания одинаковых относительных уровней сигнала в цепях напряжения и токовых цепях, зависит от квадрата отношения входного сопротивления контролируемой линии на частоте 50 гц к сопротивлению части электрической сети, расположенной за точкой приема сигнала на рассматриваемой частоте.

Полученное выражение учитывает параметры передачи сигнала по электрической сети и прохождения сигнала через элемент ввода информации в электрическую сеть. Подставим теперь в полученное выражение, выведенное выше, соотношение уровней синусоидальных величин тока и напряжения для рассматриваемых цепей.

Из приведенных на рис. 2. зависимостей $\frac{U_{\text{п(отн)}}}{I_{\text{п(отн)}}} \times \frac{1}{K_F}$ от $E_{\text{п}}/E_1$ для анализа отношения мощностей выбираются минимальные значения для каждого отдельного случая. Варианты с максимальными значениями величины $\frac{U_{\text{п(отн)}}}{I_{\text{п(отн)}}} \frac{1}{K_F}$ будут повышать достояния системы телесигнализации с контролем в точке приема тока сигнала.

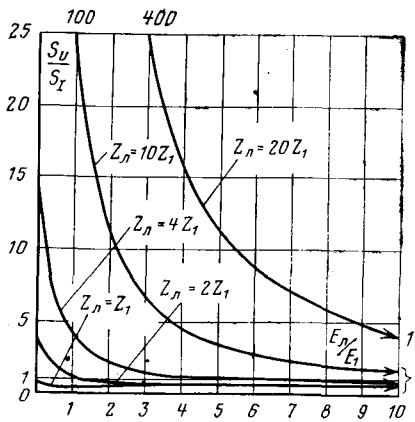


Рис. 3. Кривые зависимости отношения мощностей S_U/S_I от отношения эквивалентных источников помех E_n/E_1 для $Z_n/Z_1 = 90^\circ$.

Таким образом, задаваясь значением отношения E_n/E_1 и величиной отношения Z_n/Z_1 по кривым, построенным для значения угла 90° (рис. 2), определяем величину отношения:

$$\frac{U_{n(отн)}}{I_{n(отн)}} \cdot \frac{1}{K_F} = a$$

или

$$\frac{U_{n(отн)}}{I_{n(отн)}} = aK_F = a \frac{Z_n}{Z_{нагр}}$$

Полученное подставим в формулу соотношения мощностей, выведенную для условия равенства в точке приема относительных значений сигнала в токовых цепях и цепях напряжения:

$$\frac{S_U}{S_I} = \left(\frac{Z_{нагр}}{Z_1} \right)^2 \left(a \frac{Z_n}{Z_{нагр}} \right)^2 = \left(a \frac{Z_n}{Z_1} \right)^2.$$

◇ ◇ ◇

Таким образом получено выражение отношения мощностей, учитывающее не только режим передачи сигнала от источника несущей частоты до цепей высокого напряжения у точки приема, но и отстройку от уровней помех, при наличии в электрической сети источников синусоидальных э. д. с. частоты, равной несущей частоте.

Так как при нахождении величины a значением отношения Z_n/Z_1 мы задавались, то, подставляя это значение в выведенную формулу, получаем численное выражение отношения мощностей источников несущей частоты для выбранных значений отношений E_n/E_1 и Z_n/Z_1 при одинаковом коэффициенте отстройки от уровня помех в токовых цепях и цепях напряжения. На рис. 3 приведены кривые зависимости отношения S_U/S_I от E_n/E_1 , рассчитанные для различных значений отношения Z_n/Z_1 (от 1 до 20). Как видно из приведенных кривых, при стремлении отношения E_n/E_1 к 0 каждая кривая зависимости отношения S_U/S_I стремится к величине $(Z_n/Z_1)^2$, а при стремлении отношения E_n/E_1 к ∞ отношение S_U/S_I стремится к единице.

Вывод. Из полученных результатов следует, что преимущество системы телесигнализации с контролем в точке приема тока сигнала перед системой с контролем напряжения сигнала увеличивается с увеличением значения отношения Z_n/Z_1 (т. е. увеличением степени деления нагрузки) и уменьшением отношения E_n/E_1 (т. е. уменьшением э. д. с. эквивалентного источника помех со стороны контролируемой линии и увеличением э. д. с. эквивалентного источника помех, расположенного за точкой приема сигнала).

[25.5.1973]

УДК 621.316.925.2:621.3.011.001.36

Сравнение электрических величин с использованием магнитных элементов в устройствах релейной защиты и автоматики

БАСС Э. И., ТЕМКИНА Р. В.

Москва

Для построения измерительных органов широко используются схемы сравнения по фазе двух электрических величин. Такие схемы, выполненные на полупроводниковых приборах, достаточно широко освещены в литературе.

В статье рассмотрено выполнение указанных схем с использованием магнитных элементов на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса, работающих в режиме переключения. Работа магнитных элементов по сравнению с полупроводниковыми при определенных условиях меньше зависит от разброса параметров элементов, напряжения питания, колебаний температуры.

Для анализа и сопоставления с другими способами был выбран способ сравнения по фазе, позволяющий использовать отличительное качество магнитных элементов, заключающееся в простоте

реализации операции памяти. Таким является, например, способ, определяющий порядок следования мгновенных значений синусоидальных величин [Л. 1]. Устройство сравнения (УС) состоит из преобразователей ПР, преобразующих сравниваемые величины в кратковременные импульсы в моменты прохождения ими нулевых значений, и устройства контроля чередования импульсов (КЧИ) (рис. 1).

Для получения в комплексной плоскости $\dot{W} = \dot{E}_1/\dot{E}_2$ граничной линии УС в виде прямой, совпадающей с осью действительных величин, сигнал Y должен появляться только при прямом порядке чередования импульсов a, c, b, d . Если принять $\varphi > 0$, когда $\dot{E}_1$ опережает $\dot{E}_2$, то прямой порядок имеет место при всех $0 < \varphi < \pi$.

В устройстве КЧИ магнитные функциональные элементы работают в трансформаторном режиме,

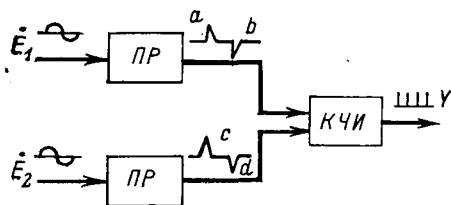


Рис. 1. Структурная схема УС по способу определения порядка следования мгновенных значений величин.

ито обусловлено принципом построения схемы КЧИ, заключающемся в последовательном включении функциональных элементов на ток цепи, источником которого является преобразователь ПР (рис. 2).

Запись информации в магнитные элементы (рис. 2), выполненные на сердечниках из материала: прямоугольной петель намагничивания, производится по обмоткам с числом витков W_y на холостом ходу (отсутствует ток в цепи нагрузки R_n); считывание — перемагничивание, сопровождающееся появлением тока в цепи нагрузки, по обмотке W_p ; обмотке с числом витков W_n подключено сопротивление нагрузки R_n . Магнитные элементы трансформаторного типа работают обычно в динамическом режиме, характеризующемся перемагничиванием по предельной петле с изменением индукции $\Delta B = 2B_r$ и малым временем перемагничивания τ (для ферритов $\tau \leq 1$ мксек).

Уравнению динамического состояния перемагничивающегося нагруженного элемента [Л. 2]

$$\frac{dB}{dt} = r(B) [H(t) - H_0] - \frac{r(B)}{r'_n} \frac{dB}{dt} \quad (1)$$

соответствует приведенная на рис. 3 схема замещения.

Из (1)

$$H(t) = H_0 + \frac{1}{r(B)} \frac{dB}{dt} + \frac{1}{r'_n} \frac{dB}{dt}, \quad (2)$$

где $H(t)$ — напряженность поля, обусловленная импульсом тока в обмотке W_p ; $r(B)$ — динамическое сопротивление сердечника, приведенное (нормированное) к единице сечения, длины средней силовой линии и одному витку; r'_n — приведенное (нормированное) к единице сечения, длины средней силовой линии и одному витку сопротивление нагрузки R_n ,

$$r'_n = R_n \frac{l}{S(W_n)^2}; \quad (3)$$

H_0 — напряженность поля, определяемая из характеристики $\frac{1}{\tau} = f(H)$ отрезком на оси H , отсекаемым прямой, аппроксимирующей указанную зависимость в рабочей области.

При перемагничивании на холостом ходу в схеме замещения разомкнута ветвь r'_n .

Мощность $P_{с.х.х.}$, потребляемая при перемагничивании сердечника на холостом ходу (запись),

$$P_{с.х.х.} = \frac{V H_{ср} 2B_r}{\tau_{с.х.х.}}, \quad (4)$$

где $V = Sl$ — объем сердечника.

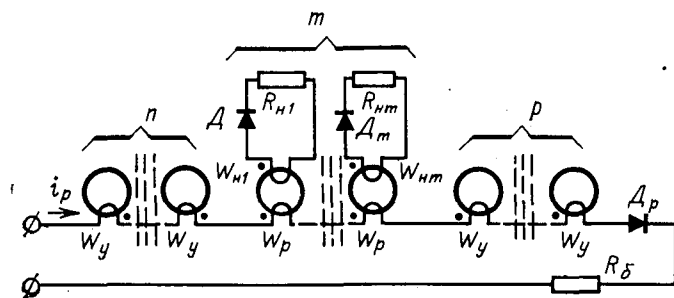


Рис. 2. Принципиальная схема одного из тактов устройства КЧИ.

Мощность $P_{\Sigma n}$, потребляемая при перемагничивании нагруженного сердечника (по обмотке W_p) с временем τ_n , в общем случае не равным $\tau_{х.х.}$, определяется мощностью $P_{с.н.}$, необходимой для перемагничивания собственно сердечника, и мощностью P_n нагрузки:

$$P_{\Sigma n} = P_{с.н.} + P_n = \frac{V H_{ср} 2B_r}{\tau_n} + i_n^2 R_n. \quad (5)$$

Если учесть, что $\frac{1}{\tau} \equiv H_{ср}$ при $H_{ср} > H_0$,

то мощность, расходуемая на перемагничивание собственно сердечника на холостом ходу (4) и под нагрузкой (5), практически линейно зависит от τ^2 . Следовательно, для снижения мощности, расходуемой на перемагничивание, время $\tau_{х.х.}$ желательно увеличивать. Однако увеличение $\tau_{х.х.}$ сверх определенного значения ($\tau_{х.х.доп}$) для элементов трансформаторного типа приводит к неполному перемагничиванию ($\Delta B < 2B_r$), что снижает полезную мощность в нагрузке, нарушает устойчивость работы элементов и затрудняет расчет схемы. Поэтому время $\tau_{х.х.}$ целесообразно выбирать максимально допустимым $\tau_{х.х.доп}$, при котором еще обеспечивается надежная работа элементов (полное перемагничивание сердечников).

При выборе времени перемагничивания нагруженных элементов следует учитывать, что в проводимых разработках на выходе быстродействующих измерительных органов релейной защиты предполагается установка тиристора (взамен выходного реле), являющегося нагрузкой устройства КЧИ. Для надежной работы тиристора длительность управляющего импульса τ_y , определяемого временем перемагничивания нагруженных элементов (τ_n), должна быть не менее $\tau_{y \min}$, необходимого для переключения тиристора. При выборе времени перемагничивания нагруженных элементов $\tau_n < \tau_{y \min}$ на выходе КЧИ должен быть установлен расширитель импульсов. Ниже под $\tau_{y \min}$ понимается время, необходимое для переключения тиристора (без использования расширителя).

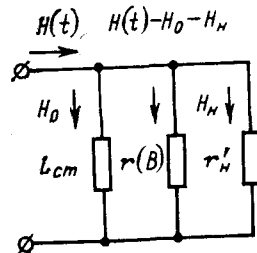


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения магнитного элемента с ППГ.

Мощность, расходуемая на перемагничивание нагруженного сердечника, снижается и при уменьшении второго слагаемого в (5). Если предусмотреть выходной усилитель, то значение ограничивается мощностью управления его первым каскадом $P_{y \min}$ при заданной мощности управления тиристорами.

Время перемагничивания нагруженного элемента τ_n может быть выбрано большим $\tau_{x.x.доп}$, так как при этом полнота и стабильность времени перемагничивания могут быть обеспечены напряжением на соответственно выбранном сопротивлении нагрузки.

Время перемагничивания нагруженного сердечника [Л. 2]

$$\tau_n = \frac{S_w + \frac{W_n^2 S_2 B_r}{R_n l}}{H_{cp} - H_0} \quad (6)$$

или с учетом того, что

$$\left. \begin{aligned} r_a &= \frac{2B_r}{S_w}; \\ r'_n &= R_n \frac{l}{W_n^2 S} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\tau_{n1} = \frac{S_w \left(1 + \frac{r_a}{r'_n} \right)}{H_{cp} - H_0}, \quad (8)$$

где S_w — коэффициент переключения (приведенный заряд действующего поля) — динамический параметр магнитных сердечников; r_a — входное (нормированное) сопротивление перемагничивающегося элемента.

Как видно из (6) и (8), для увеличения времени $\tau_n > \tau_{x.x.доп}$ необходимо выполнять условие $r'_n < r_a$, так как увеличение τ_n может происходить за счет увеличения второго слагаемого в числителе выражения (8).

В этом случае однозначно задана и мощность в нагрузке. Как показали расчеты, проведенные по ниже приведенным выражениям, ее значение больше $P_{y \min}$. В связи с увеличением времени перемагничивания мощность $P_{с.н}$ перемагничивания собственно сердечника снижается. Мощность P_n значительно увеличивается, так как стабильность перемагничивания по предельному циклу при $\tau_n > \tau_{x.x.доп}$ обеспечивается, если $P_n \gg P_{с.н}$.

Проведенные ориентировочные расчеты показали, что результирующая мощность, потребляемая схемой $P_{с.х}$, при $\tau_{x.x} = \tau_n = \tau_{x.x.доп}$ и $P_n = P_{y \min}$ может оказаться несколько меньше, чем при $\tau_{x.x} = \tau_{x.x.доп}$ и $\tau_n > \tau_{x.x.доп}$.

Схема КЧИ реализуется комбинацией цепей, состоящих из последовательно включенных магнитных элементов трансформаторного типа, диодов и резисторов аналогично цепи, приведенной на рис. 2. Количество одновременно перемагничивающихся сердечников магнитных элементов и режим перемагничивания (холостой ход или под нагрузкой) зависят от типа схемы устройства КЧИ и порядка чередования импульсов. Если в схеме перемагничивается n элементов на холостом ходу, m элементов под нагрузкой и p элементов изменяют состояние за счет непрямоугольности петли гистерезиса

(перемагничивание по «усу» петли), то мощность, затрачиваемая на перемагничивание магнитных элементов на холостом ходу и под нагрузкой и выделяемая в нагрузке и сопротивлениях диодов [потребляемая схемой],

$$P_{сх} = \sum_1^n P_{с.х.х} + \sum_1^m P_{с.н} + \sum_1^m P_n + \sum_1^p P_{дн}, \quad (9)$$

где P_n — мощность, выделяемая в сердечнике при перемагничивании его по «усу» петли и теряемая в сопротивлениях диодов.

Для данного типа схемы потребляемая мощность и входное сопротивление зависят от порядка чередования импульсов и могут изменяться в широких пределах.

Для получения основных расчетных соотношений определены экстремальные значения входных сопротивлений схемы $R_{вх \max}$ и $R_{вх \min}$. Режимы, в которых схема имеет указанные сопротивления, названы граничными. Изменение сопротивлений оценивается коэффициентом K_R [Л. 3], определяемым по выражению:

$$K_R = \frac{R_{вх \max}}{R_{вх \min}} \gg 1. \quad (10)$$

Предложенное в [Л. 1] построение схем предполагает питание как цепей записи W_y , так и цепей считывания W_p элементов от одного общего источника — преобразователя ПР. Для максимального использования выходной мощности преобразователя целесообразна его работа в режиме согласованной нагрузки. При этом для стабилизации значения тока i_p при изменении числа перемагничивающихся элементов и связанным с этим изменением их общего сопротивления (или $P_{сх}$) включено балластное сопротивление R_6 .

Указанное сопротивление исключает также взаимное влияние цепей — подавляет обратную информацию, предотвращая неправильную работу схемы [Л. 4]. Для обеспечения стабильного перемагничивания элементов с заданным временем и надежного подавления обратной информации необходимо обеспечить достаточно высокую стабилизацию тока.

Допустимое отклонение значения тока в граничных режимах работы схемы оценивается коэффициентом K_T :

$$K_T = \frac{i_{p \min}}{i_{p \max}}. \quad (11)$$

Мощность, потребляемая схемой в граничных режимах

$$\left. \begin{aligned} P_{сх \max} &= i_{p \min}^2 R_{вх \max}; \\ P_{сх \min} &= i_{p \max}^2 R_{вх \min}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Из (10) — (12)

$$K_R = \frac{P_{сх \max}}{P_{сх \min}} \frac{1}{K_T^2}, \quad (13)$$

т. е. коэффициент K_R при принятом значении K_T оценивает изменение $P_{сх}$ в граничных режимах.

Мощность на выходе преобразователя

$$P_{ист} = i_{p \max}^2 (R_{вх \min} + R_6) = i_{p \min}^2 (R_{вх \max} + R_6). \quad (14)$$

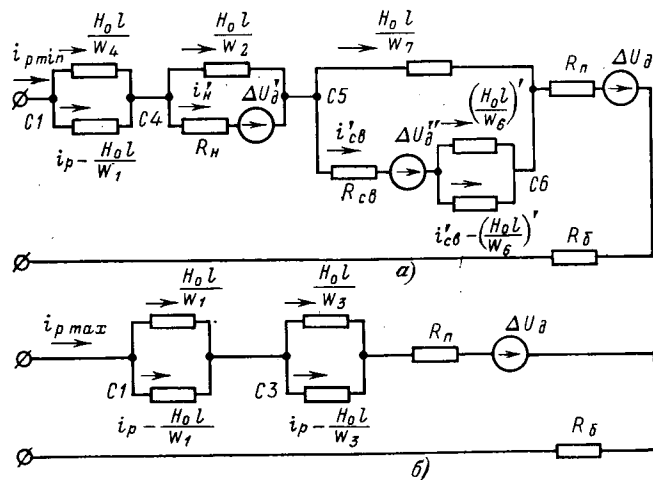


рис. 4. Эквивалентные схемы замещения трехимпульсного варианта схемы сравнения для граничных режимов работы.
а — максимального режима; б — минимального режима.

Значение R_6 определяется из приведенных выше выражений:

$$R_6 = R_{\text{вх min}} \frac{K_T^2 K_R - 1}{1 - K_T^2} \quad (15)$$

Мощность, теряемая в балластном сопротивлении

$$\left. \begin{aligned} P_{6 \text{ min}} &= P_{\text{сх min}} K_T^2 \frac{R_6}{R_{\text{вх min}}} \\ P_{6 \text{ max}} &= P_{\text{сх min}} \frac{R_6}{R_{\text{вх min}}} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Для определения $P_{\text{сх min}}$ и $P_{\text{сх max}}$ целесообразно устройство КЧИ представить схемой замещения для граничных режимов работы.

В качестве примера рассмотрены схемы замещения трехимпульсного варианта с промежуточными элементами (рис. 4) [Л. 3]. В схемах обозначены: $C1, C3, C6$ — сердечники магнитных элементов, перемещающихся на холостом ходу по обмоткам с числом витков: $W_1 = W_3$ и W_6 с расчетным временем $\tau_{\text{х.х}}$; $C4, C5$ — сердечники элементов, перемещающихся со временем $\tau_{\text{н}}$ по обмоткам с числом витков W_2 и W_7 (для упрощения в схеме замещения этих элементов отсутствует ветвь с сопротивлением $r(B)$, так как $r(B) \gg r'_n$; ΔU_d — напряжение на диодах; R_n — сопротивление сердечников магнитных элементов, перемещающихся по «усу» петли. Магнитный элемент $C4$ назван основным, $C5$ — промежуточным. Нагрузкой основного элемента $C4$ является резистор R_n (или цепь управления тиристора), подключенный к обмотке

с числом витков W_2 . Нагрузка промежуточного элемента подключена к обмотке с числом витков W_7 .

Резистор $R_{\text{св}}$ в цепи промежуточного элемента стабилизирует значение тока при перемещении на холостом ходу последовательно включенного с ним элемента $C6$. Для этого $R_{\text{св}}$ должно быть значительно больше (в 8—10 раз) переменного сопротивления этого элемента. Мощность потерь $P_{\text{п}}$, состоящая из потерь в элементах, перемещающихся по «усу» и потерь в диодах, может быть определена, как $P_{\text{п}} = K_{\text{п}} P_{\text{с.н}}$; коэффициент $K_{\text{п}} > 1$ и увеличивается при уменьшении размеров сердечника. Для ориентировочной оценки значения $P_{\text{сх}}$ принято $P_{\text{п}} \approx 2P_{\text{с.н}}$.

На основании приведенных схем замещения получены расчетные выражения:

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{сх max}} &= (10 \div 12) P_{\text{с. х. х}} + 4P_{\text{с. н}} + P_{\text{п}} \\ P_{\text{сх min}} &= 2P_{\text{с. х. х}} + 2P_{\text{с. н}} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Для оценки значений $P_{\text{сх}}$, $P_{\text{ист}}$ и других параметров были произведены расчеты некоторых вариантов и проведены их испытания. При этом рассматривалась реализация схем на сердечниках типа 0,16 ВТ ($2B_r = 37$ стл) при заданных временах $\tau_{\text{х.х}} = \tau_{\text{х.х. доп}} = 10$ мсек и $\tau_{\text{н}} = 20$ мсек. Получение указанного значения $\tau_{\text{н}}$ обеспечивалось напряжением на сопротивлении нагрузки, для чего необходимо $r_3 \approx 10 r'_n$. По динамической характеристике сердечников определялись H_m ($\tau = 10$ мсек) $= 0,34$ а/см и H_m ($\tau = 20$ мсек) $= 0,23$ а/см.

Соотношение $P_{\text{с.х.х}}$ и $P_{\text{с.н}}$ определяется выражением:

$$P_{\text{с. х. х}} = \frac{V H_{\text{ср(х. х)}} 2B_r}{\tau_{\text{х. х}}} = P_{\text{с. н}} \frac{H_{\text{ср(х. х)}}}{H_{\text{ср(н)}}} \frac{\tau_{\text{н}}}{\tau_{\text{х. х}}}$$

При

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{с.х.х}} &\approx 3 P_{\text{с.н}}; \\ r_3 &\approx 10 r'_n; \\ P_{\text{н}} &\approx 10 P_{\text{с.н}}. \end{aligned} \right\}$$

В таблице приведен расчет энергетических соотношений для трехимпульсных схем с промежуточными магнитными элементами, выполненными на сердечниках разных размеров при $K_T = 0,9$, $\tau_{\text{х.х}} = 10$ мсек и $\tau_{\text{н}} = 20$ мсек.

Аналогично могут быть составлены схемы замещения для граничных режимов работы трехимпульсного варианта схемы «с запретом», приведенной в [Л. 1].

Принцип осуществления операции «запрет» обуславливает в одном из режимов одновременное перемещение двух сердечников на холостом ходу по обмоткам считывания с числом витков $W_2 \gg W_1$,

Схема	Размеры сердечника, мм	$P_{\text{с.х.х}}, \text{вт}$	$P_{\text{сх max}}, \text{вт}$	$P_{\text{сх min}}, \text{вт}$	$P_{\text{ист}}, \text{вт}$	$P_{\text{м}}, \text{вт}$
Трехимпульсная с промежуточными элементами	10×6×2,5	160·10 ⁻³	2,5	0,43	9,3	540·10 ⁻³
	7×4×2	66·10 ⁻³	1,0	0,175	4	220·10 ⁻³
	3×2×1,4	7·10 ⁻³	0,11	0,018	0,39	23·10 ⁻³
	2×1,3×0,7	1,6·10 ⁻³	0,023	0,004	0,087	5·10 ⁻³

что приводит к уменьшению времени перемангничивания $\tau'_{x.x} \ll \tau_{x.x, \text{доп}}$ и возрастанию мощности, необходимой для перемангничивания, до значения

$$P'_{c.x.x} \frac{VH'_{cp} 2B_r}{\tau'_{x.x}} \gg P_{c.x.x} \quad (18)$$

вследствие увеличения n . с.

$$H'_{cp} = H_{cp} \frac{W_2}{W_1} \quad (19)$$

На основании анализа схем замещения получены расчетные выражения для схемы «с запретом»

$$\left. \begin{aligned} P_{cx \max} &= 2P_{c.x.x} + 2P'_{c.x.x}; \\ P_{cx \min} &= 2P_{c.x.x} + 3P_{c.n} + P_n. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Как показали расчеты, практически

$$\frac{W_2}{W_1} \approx 6 \div 8.$$

Поэтому в схеме с «запретом» при перемангничивании элемента на холостом ходу по обмотке считывания возрастает значение H'_{cp} (19) и снижается $\tau'_{x.x}$:

$$H'_{cp} \approx (6 \div 8) H_{cp}; \tau'_{x.x} \leq 1 \text{ мксек}; P'_{c.x.x} \approx 100 P_{c.x.x}.$$

Выводы. 1. На основании расчетов и испытаний подтверждена возможность выполнения схем сравнения с использованием магнитных элементов. Для получения схем, конкурентно способных с полупроводниковыми вариантами по значениям мощности, необходимой для срабатывания, используемые в них магнитные элементы должны потреблять малые

мощности для перемангничивания, т. е. выполняться на сердечниках малых размеров. Это приведет, однако, к значительному уменьшению мощности $KЧИ$ и необходимости установки на его выходе усилителя для питания цепи управления тиристора. Для уменьшения угловых погрешностей аналого-дискретный преобразователь $ПР$ следует выполнять на небольшую выходную мощность с последующим усилителем импульсов.

2. Расчеты по предлагаемой методике показали:

1) переход от сердечников больших размеров, на которых ранее предполагалось выполнять схемы (библиография к [Л. 1]), к малым приводит к существенным схемным и технологическим усложнениям

2) рассматриваемые схемы сравнения по фазе электрических величин практически требуют для своей реализации достаточно сложные магнитно-транзисторные элементы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев О. В. Дискретный способ сравнения электрических величин в измерительных органах устройств релейной защиты и автоматики энергосистем. — «Электричество», 1972, № 4
2. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса. М., «Энергия», 1964.
3. Басс Э. И., Темкина Р. В. Основные энергетические соотношения магнитно-диодных схем сравнения фаз двух синусоидальных электрических величин. — «Труды МЭИ, Релейная защита и автоматизация энергосистем», 1972, вып. 145.
4. Лебедев О. В. Импульсный способ сравнения фаз в главных органах устройств релейной защиты. А. С. № 164053 (СССР). Оpubл. в бюлл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1964, № 14.

[31.5.1973]

УДК 621.315.624.012.7

Разрядные характеристики гирлянд изоляторов

Канд. техн. наук КИЗЕВЕТТЕР В. Е.

Ленинградский политехнический институт

Одной из важнейших составляющих изоляций линий электропередачи являются гирлянды изоляторов. Для правильного выбора длины гирлянды и типа изоляторов необходимо знать электрические характеристики этих гирлянд. В лаборатории ТВН ЛПИ была исследована электрическая прочность подвесных гирлянд изоляторов ВЛ высокого напряжения (110—750 кВ), комплектованных из изоляторов обычного исполнения.

Основные механические и геометрические параметры изоляторов приведены в табл. 1. Изоляторы при испытании комплектовались в подвесные гирлянды ВЛ соответствующего номинального напряжения в зависимости от гарантированной электромеханической нагрузки данного типа изолятора. Особое внимание уделялось воспроизведению геометрических размеров промежуточных опор ВЛ и макета фазы проводов. Комплектация гирлянды производилась с помощью стандартной арматуры. Размеры опоры выбирались в соответствии с типовыми чертежами ОГПИ «Энергосетьпроект».

При испытаниях определялись влагоразрядные характеристики загрязненных изоляторов, сухо- и мокроразрядные напряжения гирлянд при воздействии импульсов коммутационных перенапряжений и

плавном подъеме напряжения промышленной частоты, а также 50%-ные разрядные напряжения гирлянд изоляторов при воздействии стандартного импульса 1,5/40 мксек.

Испытания импульсами, имитирующими коммутационные перенапряжения в зависимости от требуемой величины напряжения, проводились или от

Таблица 1

Тип изолятора	Разрушающая электромеханическая нагрузка F , кН	Строительная длина H , см	Длина пути утечки L , см	Диаметр троса D , см	L/H	L/D	H/D	Коэффициент формы изолятора k_f
ПС-6А	60	13,0	25,5	25,5	1,96	1,00	0,51	0,77/0,65
ПФ-6Б	60	14,0	28,0	27,0	2,00	1,03	0,52	0,77/0,60
ПФ-6В	60	14,0	34,0	27,0	2,42	1,26	0,52	0,93/0,78
ПС-11	110	17,0	32,0	29,0	1,88	1,10	0,59	0,77/0,68
ПФЕ-11		18,3	42,0	32,0	2,30	1,31	0,57	0,90/0,78
ПС-16Б	160	17,0	41,0	28,0	2,41	1,45	0,61	0,95
ПФ-16А	160	17,3	39,0	28,0	2,25	1,39	0,62	0,95/0,84
ПФ-20А	200	19,4	43,0	35,0	2,21	1,25	0,55	0,96/0,84
ПС-22	220	20,0	43,0	32,0	2,15	1,34	0,63	1,03
ПС-30А		21,7	37,0	32,0	1,70	1,15	0,68	0,87/0,80

Примечание. Значения коэффициента формы изолятора даны в виде дроби, где в знаменателе дано значение, рассчитанное по фарфоровой или стеклянной поверхности изоляторов до цементной заделки.

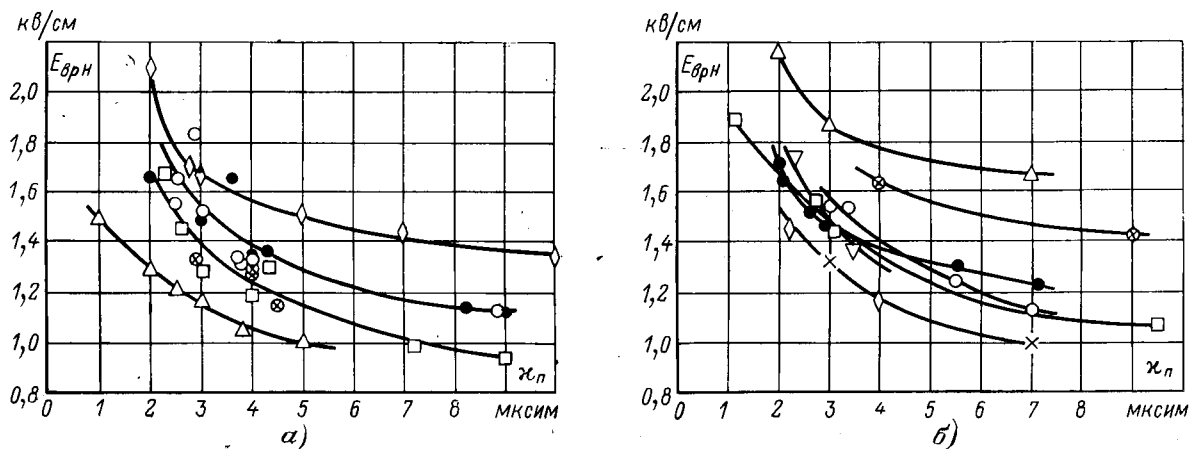


Рис. 1. Зависимость средней влагоразрядной напряженности по строительной длине от удельной поверхностной проводимости слоя загрязнения изоляторов.
а: ● — ПС-6А; ○ — ПС-11; □ — ПФ-6Б; ◇ — ПФ-6В; △ — ЛС-30; ⊗ — ПС-22. б: ● — ПФ-11; ○ — ПФ-20А; □ — ПФ-16А; ◇ — НС-2; △ — ПСГ-4,5; ⊗ — VKLS-75/21; × — ПР-3,5; ▽ — ПС-16.

каскада 1000 кВ, расположенного в высоковольтном зале лаборатории, или от каскада 2250 кВ, расположенного на наружном испытательном стенде.

Каскады возбуждались от двух колебательных контуров, включенных встречно. Эквивалентная частота импульса при испытании гирлянд 110 кВ составляла 250 Гц, при испытании гирлянд высших классов — 80 Гц.

Методика испытаний в этом случае была следующей: по экспериментальным данным строилась зависимость вероятности перекрытия гирлянды от амплитуды приложенного напряжения, которая аппроксимировалась функцией нормального распределения случайной величины, и определялись 50%-ное разрядное напряжение $U_{50\%}$ и стандарт $\sigma = U_{50\%} - U_{16\%}$.

На вероятностной бумаге зависимость имеет вид прямой. Эта прямая, как правило, строилась по 4—5 значениям вероятности перекрытия. Каждое значение вероятности определялось на основании 20—25 опытов при приложении импульсов неизменной амплитуды.

Влагоразрядные напряжения загрязненных изоляторов (рис. 1) определялись по следующей методике. На чистую, слегка увлажненную поверхность изолятора наносился по возможности равномерно слой цемента. Количество подлежащего требуемой поверхностной плотности загрязнения (масса цемента на единицу поверхности) на площадь изолирующей части изолятора. Затем изолятор увлажнялся водопроводной водой с удельным сопротивлением 100 Ом·м до насыщения слоя, что определялось визуально по появлению на поверхности изолятора блеска и отдельных мелких капель. После увлажнения измерялось сопротивление гирлянды мегомметром с напряжением 2,5 кВ и прикладывалось высокое напряжение. Напряжение отключалось или после перекрытия, или после подсыхания слоя до такой степени, что перекрытие не могло произойти. Обычно это наступало через 2—3 мин. Каждая гирлянда увлажнялась 6 раз. Допустимое

число увлажнений было определено в предыдущих работах [Л. 1].

По результатам испытания не менее пяти гирлянд методом «вверх—вниз» [Л. 2] определялось 50%-ное влагоразрядное напряжение. Удельная поверхностная проводимость рассчитывалась по выражению:

$$\kappa_n = k_{\phi}/R,$$

где R — среднее арифметическое из минимальных для каждой гирлянды значений сопротивления.

Ранее проведенными в лаборатории экспериментами было показано, что средняя влагоразрядная напряженность по строительной длине

$$E_{врн} = \frac{U_{вр 50\%}}{nH},$$

где $U_{вр 50\%}$ — 50%-ное влагоразрядное напряжение; n — число изоляторов в гирлянде; H — строительная длина изолятора (при данном методе испытания практически не зависит от длины гирлянды изоляторов, наличия защитной арматуры, близости заземленных предметов [Л. 1]).

К аналогичным выводам пришли авторы [Л. 3 и 4]. Это позволило представить результаты испытаний в виде зависимостей средней влагоразряд-

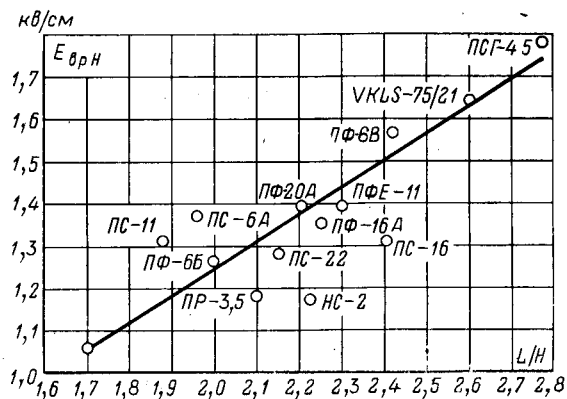


Рис. 2. Зависимость средней влагоразрядной напряженности по строительной длине от отношения длины пути утечки изолятора к его строительной длине при $\kappa_n = 4$ мксим.

Таблица 2

Класс напряжения, кВ	Число и тип изоляторов в гирлянде	Расстояние между проводами (кольцом) и траверсой S, м	Сухие чистые изоляторы				Дождь $I = 3 \text{ мм/мин}$			
			Напряжение промышленной частоты	Импульс колебательного напряжения		Импульс напряжения 1,5/40 мксек	Напряжение промышлен- ной частоты	Импульс колебательного напряжения		
			Среднее разрядное напряжение $U_{ср}, \text{кВ}$	50%-ное разрядное напряжение $U_{с.ж}, \text{кВ}$	$\sigma, \%$	50%-ное разрядное напряжение $U_{н}, \text{кВ}$	Среднее разрядное напряжение $U_{мн}, \text{кВ}$	Поляр- ность	50%-ное разрядное напряжение $U_{м.ж}, \text{кВ}$	$\sigma, \%$
110	7 ПС-6А	1,39	430	550	4	545	338	+	430	8
	7 ПФ-6Б	1,46	480	470	3	600	282	+	438	4
	7 ПФ-6В	1,46	505	615	4	595	394	+	490	3
	7 ПС-11	1,65	580	660	4	630	427	+	515	4
	7 ПС-16Б	1,70	600	675	3	690	394	+	504	5
	7 ПФЕ-11	1,75	—	—	—	—	—	+	575	4
	7 ПС-16Б	1,75	—	—	—	—	—	+	575	4
220	13 ПС-6А	2,17	825	860	—	905	660	+	—	—
	13 ПФ-6Б	2,25	895	950	5	1 060	710	+	880	2
	13 ПФ-6В	2,25	900	1 020	5	1 030	710	+	910	4
	12 ПС-11	2,55	905	1 060	6	1 100	735	+	860	4
	12 ПС-16Б	2,66	950	1 120	5	—	680	+	830	5
	12 ПФЕ-11	2,84	990	—	—	—	705	—	—	—
	12 ПФ-16А	2,72	980	—	—	—	860	—	—	—
	10 ПС-22	2,62	965	1 120	5	1 100	705	—	710	5
	10 ПФ-20А	2,50	—	1 010	5	1 100	750	—	825	4
	10 ПФ-20А	2,50	—	1 010	5	1 100	750	—	825	4
330	19 ПС-6А	2,87	1 150	1 290	4	—	920	+	1 010	7
	19 ПС-6А	2,60	—	—	—	1 300	965	+	965	7
	19 ПФ-6Б	3,10	—	1 330	5	—	875	+	1 230	(кольцо)
	19 ПФ-6Б	2,78	—	—	—	1 370	—	+	995	10
	19 ПФ-6В	3,25	1 350	1 480	6	—	940	+	1 200	(кольцо)
	19 ПФ-6В	2,70	—	—	—	1 385	—	+	1 030	8
	16 ПС-11	3,25	1 220	1 400	4	—	925	+	1 150	(кольцо)
	16 ПС-11	2,90	—	—	—	1 330	—	+	925	4
	14 ПС-22А	3,30	1 300	1 400	8	—	820	+	1 130	(кольцо)
	14 ПС-22А	—	—	—	—	—	—	—	1 180	—
	16 ПС-16Б	2,85	—	—	—	1 350	—	+	910	(кольцо)
	16 ПС-16Б	3,30	—	1 420	6	—	870	+	1 135	—
	16 ПС-16Б	3,30	—	—	—	—	—	—	1 180	—
	16 ПС-16Б	2,75	—	—	—	1 445	—	+	1 025	4
	14 ПФ-20А	3,35	1 290	1 420	5	1 460	945	+	1 020	(кольцо)
	14 ПФ-20А	2,70	—	—	—	—	—	+	900	(кольцо)
500	16 ПФ-16А	3,40	1 300	1 450	6	1 450	865	+	1 120	—
	16 ПФ-16А	2,80	1 220	—	—	—	—	+	995	10
	16 ПФЕ-11	3,55	—	1 610	7	—	950	+	1 220	(кольцо)
	16 ПФЕ-11	3,00	—	—	—	1 540	—	+	1 030	11
	21 ПФ-6Б	3,40	—	1 530	5	—	—	—	—	(кольцо)
	19 ПС-22А	4,30	1 590	1 790	7	—	—	—	—	—
	23 ПС-11	4,38	—	1 850	6	—	—	—	—	—
	23 ПС-16А	4,4	1 690	1 840	8	2 350	—	—	—	—
	23 ПС-16Б	4,45	—	1 870	7	—	—	—	—	—
	19 ПФ-20А	4,3	1 580	—	—	—	—	—	—	—
	25 ПС-12А	—	—	—	—	2 120	—	—	—	—

ной напряженности по строительной длине $E_{врн}$ от удельной поверхностной проводимости слоя $\kappa_{п}$. Поскольку изоляторы предназначались для работы в обычных полевых условиях, удельная поверхностная проводимость $\kappa_{п}$ изменялась в небольших пределах около значения $\kappa_{п}=4 \text{ мксим}$ (2—10 мксим).

По полученным зависимостям напряженности $E_{врн}$ от удельной поверхностной проводимости слоя были определены значения $E_{врн}$ при $\kappa_{п}=4 \text{ мксим}$ и построена зависимость $E_{врн}$ от отношения длины пути утечки изолятора к его строительной длине (рис. 2). Как видно из рис. 2, изоляторы ПС-16Б,

несмотря на относительно большую величину отношения L/H , имеют малое значение $E_{врн}$, что было также получено в [Л. 4], где испытания проводились при большей степени загрязнения изоляторов ($\kappa_{п}=10\text{—}100 \text{ мксим}$). Малое значение $E_{врн}$, по-видимому, объясняется конструкцией изолятора ПС-16Б (при малом диаметре тарелки большой диаметр шапки изолятора). Стандарт зависимости вероятности разряда от величины приложенного напряжения лежал в пределах $\sigma=7\text{—}10\%$.

Результаты испытаний гирлянд сухих изоляторов при воздействии импульсов коммутационных

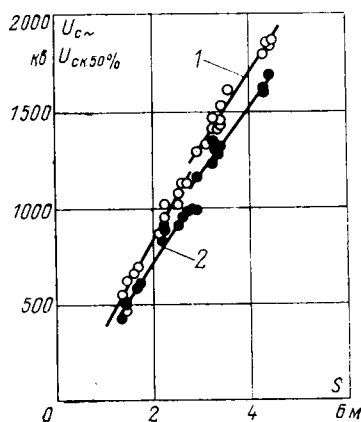


Рис. 3. Зависимости 50%-ного разрядного напряжения при коммутационных перенапряжениях (1) и среднего разрядного напряжения при плавном подъеме напряжения промышленной частоты (2) от длины воздушного промежутка между траверсой опоры и проводом (защитным кольцом).

напряжение сухих изоляторов не зависит от формы изолятора и поэтому на рис. 3 построены обобщенные кривые зависимости 50%-ного разрядного напряжения при воздействии коммутационных перенапряжений $U_{с.к. 50\%}$ и среднего разрядного напряжения при плавном подъеме напряжения промышленной частоты $U_{с.п.}$ от длины воздушного промежутка между траверсой опоры и проводом (защитным кольцом).

При переходе от гирлянд 110—220 кВ к гирляндам 330—500 кВ намечается некоторый излом кривой, что объясняется изменением конфигурации поля из-за расщепления фазы, приводящим к повышению разрядного напряжения. Кроме этого, с увеличением длины гирлянды (класса напряжения) увеличивается отношение nH/S , что также приводит к росту разрядного напряжения. Так, при переходе от гирлянды на 220 кВ к гирлянде на 330 кВ отношение nH/S увеличивается от 0,77 до 0,83.

Результаты испытаний гирлянд изоляторов при увлажнении их дождем согласно требованиям ГОСТ 1516-68 в случае плавного подъема напряжения промышленной частоты и при воздействии импульса затухающего колебательного напряжения представлены в табл. 2 в виде среднего мокроразрядного $U_{м.р.}$ или 50%-ного разрядного напряжений $U_{м. 50\%}$ соответственно.

При испытании напряжением промышленной частоты $\sigma=2-3\%$ значения σ при коммутационных перенапряжениях приведены в табл. 2. Причем для гирлянд длиной свыше 2,2 м испытания проводились как при положительной, так и отрицательной полярностях первого полупериода колебательного импульса напряжения.

Для выявления влияния формы изолятора на его мокроразрядные напряжения по оси ординат наносились значения средней разрядной напряженности по строительной длине $E_{мн.}$, а по оси абсцисс соответственно значения отношений строительной дли-

перенапряжений и при испытании плавным подъемом напряжения промышленной частоты представлены в табл. 2.

Среднее квадратичное отклонение в процентах к среднему разрядному напряжению при испытании напряжением промышленной частоты составляло $\sigma=2-3\%$. Стандарт зависимости вероятности разряда при коммутационных перенапряжениях в процентах от 50%-ного разрядного напряжения приведен в табл. 2. В дальнейшем для краткости обе величины будут обозначаться $\sigma\%$.

Анализ этих данных показал, что разрядное напряжение сухих изоляторов не зависит от формы изолятора и поэтому на рис. 3 построены обобщенные кривые зависимости 50%-ного разрядного напряжения при воздействии коммутационных перенапряжений $U_{с.к. 50\%}$ и среднего разрядного напряжения при плавном подъеме напряжения промышленной частоты $U_{с.п.}$ от длины воздушного промежутка между траверсой опоры и проводом (защитным кольцом).

ны к диаметру тарелки изолятора H/D , длины пути утечки к строительной длине L/H , длины пути утечки к диаметру тарелки изолятора L/D . Так как разрядные напряжения зависят от длины гирлянды, то кривые строились для гирлянд 220 кВ.

Анализ показал, что наблюдается зависимость $E_{мн.}$ только от отношения H/D . Так, при увеличении отношения H/D от 0,51 до 0,63 средняя разрядная напряженность по строительной длине при воздействии коммутационного перенапряжения $E_{мн.к.}$ снижается от 4,8 до 3,8 кВ/см, а при плавном подъеме напряжения промышленной частоты $E_{мн.п.}$ от 3,85 до 3,42 кВ/см (рис. 4).

Так как разрядные напряжения изоляторов под дождем зависят в значительной мере от процессов, происходящих на верхней поверхности изолятора, и мало зависят от развитости нижней относительно сухой поверхности, то средняя мокроразрядная напряженность по длине пути утечки $E_{м.л.}$ должна снижаться по мере увеличения отношений L/D или L/H , характеризующих развитость поверхности, что и подтвердилось в результате анализа экспериментальных данных.

Результаты испытаний гирлянд изоляторов при воздействии импульсов напряжения 1,5/40 мксек приведены также в табл. 2. Для оценки влияния полярности импульса на 50%-ные разрядные напряжения $U_{н. 50\%}$ некоторые гирлянды были испытаны при положительной и отрицательной полярностях импульса. Так как $U_{н. 50\%}$ при отрицательной полярности импульса были несколько выше (на 1—3%), чем при положительном импульсе, основная масса испытаний была проведена при положительной полярности. Анализ результатов испытаний импульсами напряжения 1,5/40 мксек показал, что 50%-ные разрядные напряжения практически не зависят от формы изоляторов, а зависят от строительной длины гирлянды $l_r=nH$.

Несомненный интерес представляет сравнение разрядных напряжений гирлянды изоляторов при различных видах воздействия напряжения и разнообразных состояниях поверхности изоляторов.

Поскольку 50%-ные влагоразрядные напряжения загрязненных изоляторов, а также мокроразрядные напряжения зависят от формы изолятора, то сравнение проведено для одного типа изолятора, а именно ПС-11. Этот изолятор находит применение в гирляндах ВЛ 110, 220, 330 и 500 кВ. На рис. 5 приведены зависимости разрядных напряжений гирлянды изоляторов ПС-11 от длины воздуш-

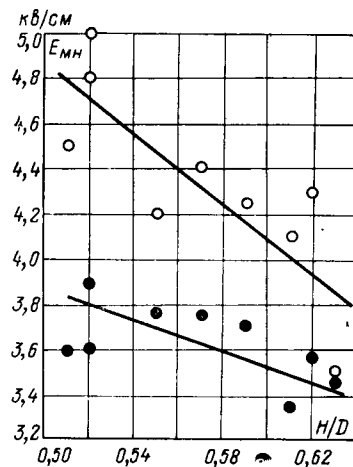


Рис. 4. Зависимость средней разрядной напряженности по строительной длине от отношения строительной длины изолятора к его диаметру.

О — при коммутационных перенапряжениях; ● — при плавном подъеме напряжения промышленной частоты.

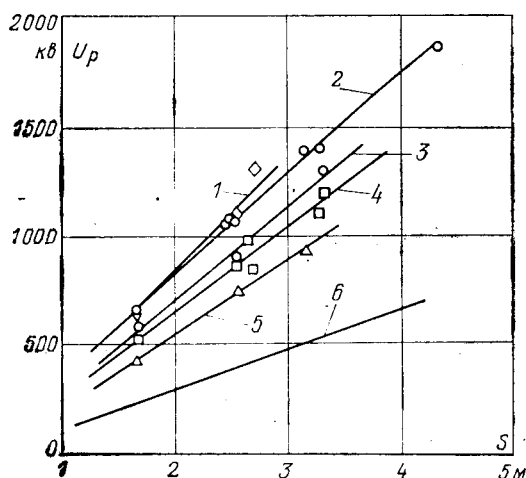


Рис. 5. Зависимости разрядных напряжений гирлянды изоляторов ПС-11 от длины воздушного промежутка между проводом и траверсой опоры.

1—3 — сухие изоляторы; 4, 5 — при дожде $I=1$ мм/мин; 6 — загрязненные и увлажненные изоляторы ($\kappa_{\text{п}}=4$ мксим); 3, 5 — при плавном подъеме напряжения промышленной частоты; 2, 4 — при импульсах колебательного напряжения $f_0=80$ гц; 1 — при импульсе напряжения 1,5/40 мксек; 6 — включение толчком напряжения промышленной частоты.

ного промежутка между проводом и траверсой опоры при испытании коммутационными перенапряжениями, напряжением промышленной частоты и импульсами напряжения 1,5/40 мксек чистых, сухих и увлажняемых дождем $I_{\text{д}}=1$ мм/мин, а также загрязненных изоляторов.

Из рис. 5 видно, что для гирлянды класса 220—300 кВ из чистых сухих изоляторов вид действующего напряжения не играет существенной роли. Так, 50%-ные импульсные разрядные напряжения практически совпадают с 50%-ными разрядными напряжениями при воздействии коммутационных перенапряжений, а средние разрядные напряжения промышленной частоты ниже их всего на 10—15%.

Для гирлянд под дождем влияние длительности воздействия напряжения оказывается несколько сильнее, а для гирлянд из загрязненных и увлажненных изоляторов еще сильнее. Так, среднее мокроразрядное напряжение при испытании плавным подъемом напряжения промышленной частоты на 10—20% ниже 50%-ного напряжения при испытании коммутационными перенапряжениями. Для загрязненных изоляторов это снижение достигает 50% и более [Л. 2].

Из рис. 5 также видно, что увлажнение чистых изоляторов дождем интенсивностью 3 мм/мин приводит к снижению разрядных напряжений по сравнению с разрядными напряжениями сухих изоляторов при испытании промышленной частоты на 20—30%, а коммутационными импульсами на 20%. Однако нужно иметь в виду, что для других изоляторов эти соотношения могут несколько меняться, так как $E_{\text{м}}$ и $E_{\text{м.к}}$ по-разному зависят от формы изоляторов.

При всестороннем увлажнении загрязненных изоляторов (при удельной поверхностной проводимости слоя $\kappa_{\text{п}}=4$ мксим, что соответствует обычным полевым загрязнениям, снижение разрядного напряжения достигает 50—60% и в еще большей мере зависит от формы изолятора.

Выводы. 1. Применение защитных колец приводит при неизменном числе изоляторов в гирлянде к снижению сухо-, микроразрядных и импульсных 50%-ных разрядных напряжений. Кроме того, применение защитных колец увеличивает общую длину гирлянд и, следовательно, габариты опоры.

2. При неизменной удельной поверхностной проводимости слоя загрязнения увеличение отношения L/H приводит для большинства изоляторов к увеличению средней влагоразрядной напряженности по строительной длине.

3. Средние разрядные напряжения при испытании напряжением промышленной частоты на 10—15% ниже, чем 50%-ные разрядные напряжения при коммутационных перенапряжениях.

4. При испытании гирлянд чистых изоляторов напряжением промышленной частоты $\sigma\%$ меньше, чем при испытании коммутационными перенапряжениями ($\sigma=2—3$ и $5—8\%$ соответственно).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Александров Г. Н., Иванов В. Л., Кизеветтер В. Г. Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции. М.—Л., «Энергия», 1969.
2. Электрооборудование высокого напряжения. Методы испытаний электрической прочности внешней изоляции в условиях загрязнения. ГОСТ 10390-71. Введ. 1971. М., 1970.
3. Heise W., Köthe H. K. Das Isoliervermögen langer Isolatorketten unter Fremdschichteinfluss. ETZ — A, Bd. 85, H. 26, S. 81.
4. Левшунов Р. Т., Новиков В. В., Храмов Л. Ф. Грязе-разрядные напряжения высоковольтных изоляторов. — «Электрические станции», 1971, № 10, с. 61—63.

[22.8.1973]



УДК 621.314.572.014.2

Анализ электромагнитных коммутационных процессов в инверторе с двухступенчатой импульсной коммутацией

ЯЦУК В. Г.

В последние годы широкое распространение получили схемы инверторов с двухступенчатой коммутацией, характеризующиеся тем, что импульс обратного напряжения для гашения тиристора генерируется вспомогательным контуром, отделенным от основной цепи и подключенным к ней на короткое время с помощью дополнительных тириستоров.

Анализ процессов в контуре коммутации таких инверторов, приведенный в [Л. 1—5], не отражает в полной мере особенностей электромагнитных процессов на всех этапах коммутации.

В статье предпринята попытка восполнить имеющийся пробел в этой области.

Анализ проводится на примере трехфазной схе-

мы инвертора напряжения с одним коммутирующим конденсатором при работе на активно-индуктивную или двигательную нагрузку.

Приняты следующие допущения:

сопротивления всех вентилях в открытом состоянии равны нулю, а в закрытом — бесконечности;

внутреннее сопротивление источника питания инвертора равно нулю, что близко к действительности при установке на входе инвертора электролитического конденсатора большой емкости;

ток нагрузки за время коммутации тиристоры принимается неизменным;

коммутирующие емкость и индуктивность принимаются идеальными, а все потери сосредоточены в эквивалентном активном сопротивлении, включенном последовательно в контур коммутации; в процессе математического анализа будут приняты и обоснованы некоторые частные допущения, упрощающие расчетные уравнения.

Рассмотрим кратко принцип работы инвертора (рис. 1, а).

Допустим, что первоначально включены тиристоры $T3$, $T4$ и $T5$, и ток нагрузки протекает через фазы A , B и C .

Допустим также, что коммутирующий конденсатор заряжен до напряжения U_{c0} с полярностью, указанной на рис. 1, а. Для выключения тиристора $T3$ включаются тиристоры $T1$ и $T6$. Под действием запирающего напряжения конденсатора C_K ток через тиристор $T3$ спадает до нуля, а ток в контуре коммутации нарастает до значения тока нагрузки (рис. 2, t_2). В дальнейшем избыток коммутирующего тока i_K замыкается через диод обратного тока $D1$. Время протекания тока через диод $D1$ (интервал t_2-t_3) есть схемное время, предоставляемое тиристор $T3$ для восстановления запирающих свойств.

Эквивалентная схема коммутирующего контура на первом этапе (t_1-t_3) приведена на рис. 1, б. В момент времени t_3 происходит структурное изменение контура коммутации, являющееся следствием нелинейных свойств вентильных систем. Это изменение заключается в том, что в контур коммутации последовательно включается источник питания инвертора. При этом в зависимости от соотношения напряжения конденсатора U'_{c0} в момент времени t_3 и напряжения источника питания U_d дальнейший процесс заряда конденсатора может проходить двояко:

а) при $U_d \leq U'_{c0}$ открывается диод обратного тока $D2$, и конденсатор заряжается по тому же закону, что и на первом этапе, но с включенным источником питания инвертора (рис. 2, кривая 1, 2, 3); эквивалентная схема для этого этапа приведена на рис. 1, г;

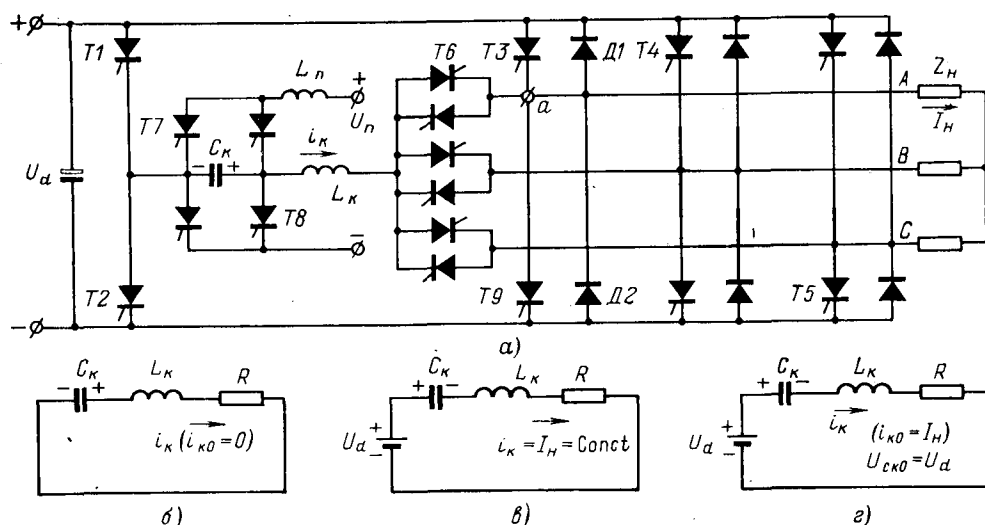


Рис. 1. Принципиальная схема инвертора (а) и эквивалентные схемы контура коммутации. б — на первом этапе; в — на промежуточном этапе; г — на втором этапе.

б) при $U_d > U'_{c0}$ первоначально происходит дозаряд конденсатора до напряжения источника питания инвертора U_d постоянным током нагрузки, а затем — согласно эквивалентной схеме по пункту а); в обоих случаях энергия основного источника инвертора передается в цепь коммутирующего контура.

Конечное значение напряжения конденсатора C_K зависит, таким образом, от величины необратимых потерь за коммутационный цикл, соотношения напряжений U_d и U'_{c0} и мгновенного значения тока нагрузки в момент коммутации. Поэтому представляется важным точное определение граничного значения времени между первым и вторым этапами, напряжения на коммутирующем конденсаторе U'_{c0} и энергии, потребляемой контуром коммутации от основного источника на втором этапе.

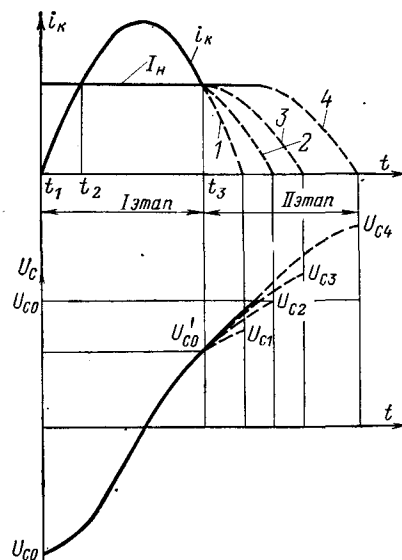


Рис. 2. Возможные формы токов и напряжений коммутирующего конденсатора при различных соотношениях U'_{c0} и U_d .

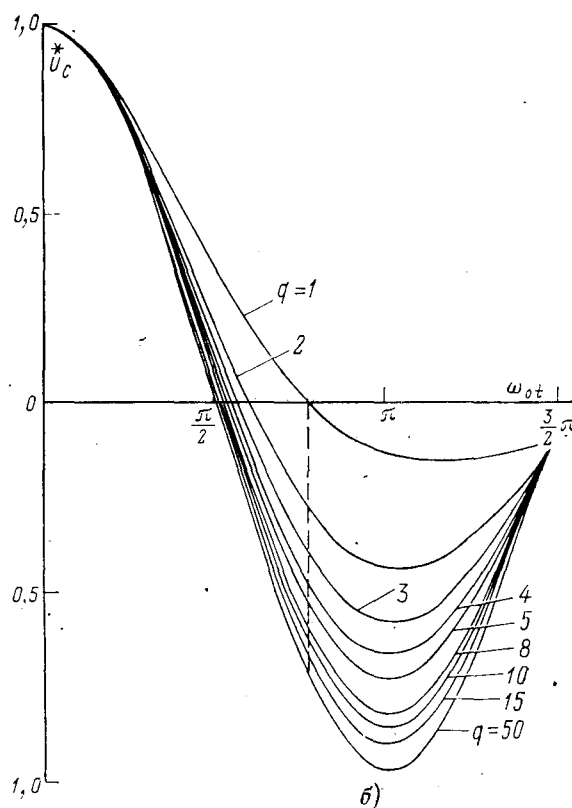
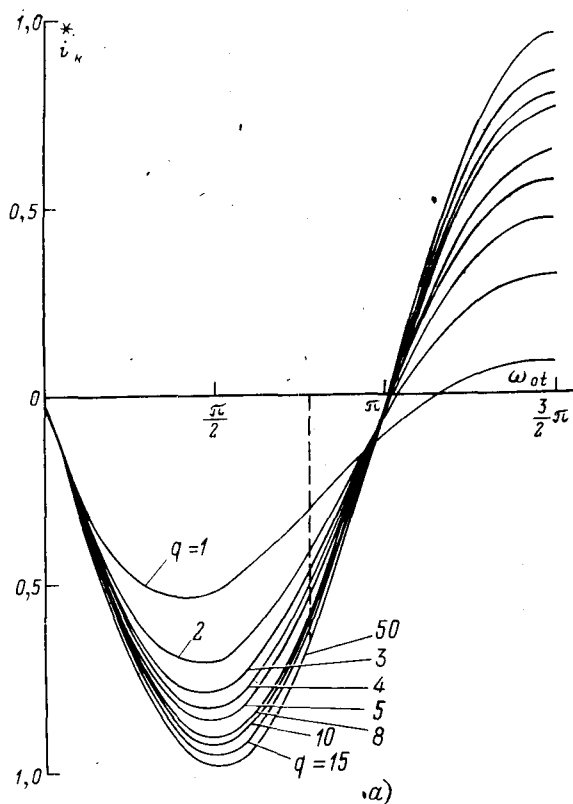


Рис. 3. Относительные значения тока и напряжения коммутирующего конденсатора при различных значениях добротности q .

Выражение для тока контура коммутации на первом этапе (рис. 1,б):

$$i_k = -\frac{U_{C0}}{\omega L_k} \sin \omega t e^{-\delta t}, \quad (1)$$

где

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}; \quad \delta = \frac{R}{2L_k}.$$

Напряжение на конденсаторе

$$u_c = \frac{U_{C0}}{\omega L_k} \rho \cos(\omega t - \beta) e^{-\delta t}, \quad (2)$$

где

$$\rho = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}; \quad \beta = \arctg \frac{\delta}{\omega} = \arctg \frac{1}{2q \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}}.$$

После некоторых преобразований (1) и (2) можно привести к виду:

$$i_k^* = -\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \sin \left(\omega_0 t \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}} \right) e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}}; \quad (3)$$

$$u_c^* = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \cos \left(\omega_0 t \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}} - \arctg \frac{1}{2q \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \right) e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}}, \quad (4)$$

где $i_k^* = \frac{i_{kp}}{U_{C0}} = \frac{i_k}{I_A}$ — относительное значение тока

коммутации, равное отношению действительного тока к амплитудному значению тока идеального коммутирующего контура без потерь; $u_c^* = u_c / U_{C0}$ — относительное значение напряжения на коммутирующем конденсаторе; $q = \rho / R$ — добротность коммутирующего контура.

Запись уравнений для тока и напряжения коммутирующего конденсатора в относительных единицах позволяет построить ряд универсальных кривых для различных значений добротности q , по которым легко можно определить значение момента времени окончания первого этапа коммутации (рис. 3). Трансцендентные уравнения (1) и (2) с достаточно высокой точностью можно решить, полагая $e^{-\delta t} \approx e^{-\delta t_0}$, поскольку изменение показателя степени в процентном отношении соответствует значительно меньшему процентному изменению самой функции при малых значениях показателя степени.

Уравнение для тока разряда идеального контура коммутации:

$$i_k = -\frac{U_{C0}}{\rho} \sin \omega_0 t$$

при

$$i_k = I_n, \quad t = t_0,$$

отсюда

$$t_0 = \frac{1}{\omega_0} (\pi - \arcsin i_k^*).$$

Подставив значение t_0 в показатель степени уравнения (3), определим значение действительного времени окончания коммутации тиристора:

$$\omega t_1 = \pi - \arcsin \frac{i_k^* \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}}{e^{-\frac{\pi - \arcsin i_k^*}{2q}}} \quad (5)$$

Разделив (2) на 1, получим:

$$u_c^* = -i_k^* \frac{\cos(\omega t_1 - \beta)}{\sin \omega t_1} = -i_k^* (\cos \beta \operatorname{ctg} \omega t_1 + \sin \beta).$$

После преобразования получим:

$$u_c^* = -i_k^* \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}} \left(\frac{1}{2q \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} + \operatorname{ctg} \omega t_1 \right) \quad (6)$$

По (5) и (6) можно аналитически вычислить значение времени окончания процесса коммутации тиристора и напряжение на конденсаторе при любом токе нагрузки и добротности коммутирующего контура. Принимая во внимание, что оптимальным соотношением между током нагрузки и амплитудным значением тока в идеальном контуре по условию минимума энергии, необходимой для коммутации, является величина $\kappa = \frac{I_A}{i_k} = 1,5$ [Л.1], можно найти значение:

$$\omega_0 t_0 = \pi - \arcsin \frac{1}{\kappa} = 2,41.$$

Подставляя это значение в (3) и (4), получаем:

$$i_k^*|_{t=t_0} = -\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \sin \left(2,41 \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}} \right) e^{-\frac{1,205}{q}}; \quad (7)$$

$$u_c^*|_{t=t_0} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \cos \left(2,41 \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}} - \arctg \frac{1}{2q \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \right) e^{-\frac{1,205}{q}}. \quad (8)$$

По (7) и (8) могут быть построены универсальные кривые (рис. 4), которые позволяют легко определять параметры коммутирующих элементов. Порядок расчета сводится к следующему:

1. Для заданного значения добротности q по кривой $i_k^* = f(q)$ определяется относительное значение тока нагрузки $i_k^*|_{t=t_0}$.

2. По известным параметрам $I_{н\max}$, U_{c0} и $i_k^*|_{t=t_0}$ определяется волновое сопротивление контура

$$\rho = \frac{i_k^* U_{c0}}{I_{н\max}}, \quad (9)$$

где $I_{н\max}$ — максимальное мгновенное значение линейного тока нагрузки в момент коммутации; U_{c0} —

минимально возможное напряжение на коммутирующем конденсаторе перед началом коммутации.

3. По заданному значению времени восстановления управляющих свойств тиристора $\tau_{восст}$ определяется собственная частота коммутирующего контура

$$\omega_0 = \frac{2 \arccos \frac{1}{\kappa}}{k_{выкл} \tau_{восст}} = \frac{1,68}{k_{выкл} \tau_{восст}}, \quad (10)$$

где $k_{выкл}$ — коэффициент выключения тиристора, равный отношению действительного времени выключения тиристора при приложении к нему запирающего напряжения произвольного значения к паспортному значению времени выключения, определенному при запирающем напряжении 100 в. Для схем с импульсной коммутацией и малыми запирающими напряжениями (единицы вольт) коэффициент выключения для тиристора типа ВКДУ-150 и Т-160 может быть принят равным $k_{выкл} = 1,5 \div 2,5$.

4. По известным ω_0 и ρ определяются параметры коммутирующих конденсатора и дросселя:

$$C_k = \frac{1}{\omega_0 \rho}; \quad L_k = \frac{\rho}{\omega_0}. \quad (11)$$

Изменение энергии за один цикл коммутации в интервале времени $0 - t_0$

$$\Delta Q_k = \frac{1}{2} C_k (U_{c0}^2 - U_{c0}'^2) = \frac{1}{2} C_k U_{c0}^2 \left[1 - \frac{1}{1 - \frac{1}{4q^2}} \cos^2 \left(2,41 \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}} - \arctg \frac{1}{2q \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \right) e^{-\frac{2,41}{q}} \right]. \quad (12)$$

Для режима идеального холостого хода потери могут быть приближенно определены по формуле:

$$\Delta P_k = 3 f_y C_k U_{c0}^2 \left[1 - e^{-\frac{\pi}{q}} \right], \quad (13)$$

где f_y — частота на выходе инвертора.

Очевидно, максимальная мощность источника подзаряда коммутирующего конденсатора может быть вычислена по уравнению (13) при подстановке $f_y = f_{y\max}$.

В момент времени t_3 , характеризующийся прекращением тока через диод Д1, происходит структурное изменение контура коммутации, в который автоматически включается источник питания инвертора U_d . При этом, как было указано выше, дальнейший процесс перезаряда конденсатора может происходить двояко в зависимости от соотношения напряжений U_d и U_{c0}' .

Следует учитывать, что включение тиристора Т9 в момент окончания первого этапа исключает промежуточный этап заряда конденсатора постоянным током, и независимо от соотношения напряжений U_{c0}' и U_d начинается второй этап с начальными условиями $i_k = I_n$, $U_c = U_{c0}'$.

Дифференциальные уравнения для второго этапа коммутации относительно тока и напряжения

коммутирующего конденсатора (рис. 1,2)

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_d - U'_{c0}}{p} &= L_{\kappa} [p I_{\kappa}(p) - I_{\kappa 0}] + \\ &+ R I_{\kappa}(p) + \frac{I_{\kappa}(p)}{p C_{\kappa}}; \\ U_c(p) &= \frac{U'_{c0}}{p} + \frac{I_{\kappa}(p)}{p C_{\kappa}}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Решение (14) запишется в виде:

$$i_{\kappa} = \left[\frac{U_d - U'_{c0}}{\omega L_{\kappa}} \sin \omega t + I_{\kappa} \frac{\omega_0}{\omega} \cos(\omega t - \beta) \right] e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}}; \quad (15)$$

$$u_c = U_d - \left[(U_d - U'_{c0}) \frac{\omega_0}{\omega} \cos(\omega t - \beta) - \frac{I_{\kappa}}{\omega C_{\kappa}} \sin \omega t \right] e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}}. \quad (16)$$

Время окончания процесса коммутации может быть определено из (15) при $i_{\kappa} = 0$:

$$\frac{\sin \omega t_{II}}{\cos(\omega t_{II} - \beta)} = -\frac{I_{\kappa} \rho}{U_d - U'_{c0}} = -\frac{I_{\kappa} \rho}{U'_{c0} - U_d}. \quad (17)$$

С учетом (17) уравнение (16) после несложных преобразований можно записать в виде:

$$U_{c\kappa} = U_d + \left[\frac{(U'_{c0} - U_d)^2 + I_{\kappa}^2 \rho^2}{(U'_{c0} - U_d) \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \right] e^{-\frac{\omega_0 t_{II}}{2q}} \times \\ \times \cos \left(\omega_0 t_{II} \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}} - \beta \right), \quad (18)$$

где $\omega_0 t_{II}$ определяется для идеального контура без потерь, т. е.

$$\omega_0 t_{II} = \arctg \frac{I_{\kappa} \rho}{U'_{c0} - U_d}.$$

Таким образом, по (18) можно вычислить точное значение конечного напряжения на коммутирующем конденсаторе при реальных параметрах всех элементов. Уравнение (18) в относительных единицах запишется:

$$u_{c\kappa}^* = u_d^* + \left[\frac{(u'_{c0} - u_d^*)^2 - i_{\kappa}^{*2}}{(u'_{c0} - u_d^*) \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}} \right] \times \\ \times e^{-\frac{1}{2q} \arctg \frac{i_{\kappa}^*}{u'_{c0} - u_d^*}} \times \\ \times \cos \left[\sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}} \arctg \frac{i_{\kappa}^*}{u'_{c0} - u_d^*} - \beta \right], \quad (19)$$

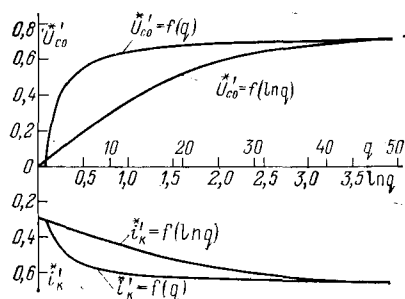


Рис. 4. Универсальные номограммы для определения параметров контура коммутации.

где $u_d^* = \frac{U_d}{U_{c0}}$; значения i_{κ}^* и u'_{c0} определяются по уравнениям (7), (8) или по номограмме рис. 4 для заданного значения добротности q . Для большинства практических случаев потери в контуре на втором этапе коммутации весьма незначительны, поэтому можно ввести следующие допущения:

$$\cos(\omega t - \beta) = \cos \omega t; \quad \omega = \omega_0.$$

С учетом этих допущений (15), (18) и (19) запишутся:

$$i_{\kappa} = \left[\frac{U_d - U'_{c0}}{\rho} \sin \omega t + I_{\kappa} \cos \omega t \right] e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}}; \quad (20)$$

$$U_{c\kappa} = U_d + \sqrt{(U'_{c0} - U_d)^2 + I_{\kappa}^2 \rho^2} e^{-\frac{\omega_0 t_{II}}{2q}}; \quad (21)$$

$$u_{c\kappa}^* = u_d^* + \sqrt{(u'_{c0} - u_d^*)^2 + i_{\kappa}^{*2}} \times \\ \times e^{-\frac{1}{2q} \arctg \frac{i_{\kappa}^*}{u'_{c0} - u_d^*}}. \quad (22)$$

Выведенные формулы справедливы для случая $U'_{c0} \geq U_d$, а также $U'_{c0} < U_d$ при подаче управляющего импульса на основной тиристор противоположного плеча $T9$ в момент времени $t_1 = t_3$, соответствующий окончанию первого этапа коммутации.

Если включение тиристора $T9$ происходит после полного завершения процесса коммутации, то в (21) и (22) разность $(U'_{c0} - U_d)$ в подкоренном выражении имеет смысл только при положительных значениях, т. е. можно записать:

$$(U'_{c0} - U_d) F(\Delta U),$$

где

$$F(\Delta U) = 1 \text{ при } U'_{c0} - U_d > 0;$$

$$F(\Delta U) = 0 \text{ при } U'_{c0} - U_d < 0.$$

Используя (20), найдем энергию, потребляемую от основного источника питания инвертора на втором этапе коммутации:

$$Q_d = \int_0^{t_{II}} U_d i_{\kappa} dt = U_d \int_0^{t_{II}} \frac{U_d - U'_{c0}}{\rho} \sin \omega t e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}} dt + \\ + U_d \int_0^{t_{II}} I_{\kappa} \cos \omega t e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}} dt = \frac{U_d (U_d - U'_{c0})}{\rho \left(\omega^2 + \frac{\omega_0^2}{4q^2} \right)} \times \\ \times \left[e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}} \left(-\frac{\omega_0}{2q} \sin \omega t - \omega \cos \omega t \right) \right]_0^{t_{II}} + \\ + \frac{U_d I_{\kappa}}{\left(\omega^2 + \frac{\omega_0^2}{4q^2} \right)} \left[e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}} \left(-\frac{\omega_0}{2q} \cos \omega t + \omega \sin \omega t \right) \right]_0^{t_{II}}.$$

Учитывая, что

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}, \quad \tg \beta = \frac{1}{2q \sqrt{1 - \frac{1}{4q^2}}},$$

после несложных преобразований получаем:

$$Q_d = -\frac{U_d(U_d - U'_{c0})}{\rho\omega_0} \left[e^{-\frac{\tau\omega_0 t}{2q}} \cos(\omega t - \beta) \right]_0^{t_{II}} + \\ + \frac{U_d I_n}{\omega_0} \left[e^{-\frac{\omega_0 t}{2q}} \sin(\omega t - \beta) \right]_0^{t_{II}} = -\frac{U_d(U_d - U'_{c0})}{\rho\omega_0} \times \\ \times e^{-\frac{\omega_0 t_{II}}{2q}} \cos(\omega t_{II} - \beta) + \frac{U_d I_n}{\omega_0} e^{-\frac{\omega_0 t_{II}}{2q}} \sin(\omega t_{II} - \beta) + \\ + \frac{U_d(U_d - U'_{c0})}{\rho\omega_0} \cos \beta + \frac{I_n U_d}{\omega_0} \sin \beta.$$

Подставляя значение $\operatorname{tg} \omega t_{II} = -\frac{I_n \rho}{U_d - U'_{c0}}$, после преобразований получаем:

$$Q_d = -\frac{U_d(U_d - U'_{c0})}{\omega_0 \rho} e^{-\frac{\omega_0 t_{II}}{2q}} [\operatorname{tg} \omega t_{II} \sin(\omega t_{II} - \beta) + \\ + \cos(\omega t_{II} - \beta)] + \frac{U_d(U_d - U'_{c0})}{\omega_0 \rho} [\cos \beta - \sin \beta \operatorname{tg} \omega t_{II}] = \\ = C_k U_d \sqrt{(U'_{c0} - U_d)^2 + I_n^2 \rho^2} e^{-\frac{\omega_0 t_{II}}{2q}} \cos \beta - \\ - C_k U_d (U'_{c0} - U_d) \frac{\cos(\omega t_{II} + \beta)}{\cos \omega t_{II}}. \quad (23)$$

Для контура с высоким значением добротности q выражение для энергии примет вид:

$$Q_d = C_k U_d \left[\sqrt{(U'_{c0} - U_d)^2 + I_n^2 \rho^2} - (U'_{c0} - U_d) \right]. \quad (24)$$

Уравнения (23) и (24) справедливы при $U'_{c0} \geq U_d$, а также для любого соотношения U'_{c0} и U_d при включении $T9$ в момент окончания первого этапа коммутации.

При построении схем независимых инверторов представляет интерес вопрос стабилизации напряжения на коммутирующем конденсаторе с целью сохранения постоянной коммутационной способности и исключения недопустимых перенапряжений на вентильных элементах. Другими словами, напряжение на конденсаторе должно быть ограничено сверху и снизу.

Для стабилизации напряжения снизу используются, как правило, различные устройства подзаряда, осуществляющие дозаряд конденсатора до заданного уровня в интервалах между коммутациями. Так, на рис. 1,а после окончания процесса коммутации тиристора $T1$ включаются дополнительные тиристоры $T7$ и $T8$, и конденсатор дозарядается до напряжения источника подзаряда U_n , т. е. $U_{c0} = U_n$. Мощность источника подзаряда

$$P_n = 3f_y C_k (U_{c0}^2 - U_{ck}^2) = 3f_y C_k (U_n^2 - U_{ck}^2), \quad (25)$$

где U_{ck} определяется по (21).

Для ограничения напряжения сверху используются различные устройства сброса избыточной энергии (емкостные или индуктивные), отличающиеся тем, с какого элемента контура коммутации происходит съем этой энергии. Ниже приводится

математическое обоснование рационального способа сброса избыточной энергии в контуре с импульсной коммутацией, при этом для упрощения результатов и большей наглядности параметры контура коммутации принимаются идеальными. Для такого контура конечное напряжение на конденсаторе

$$U_{ck} = U_d - (U_d - U'_{c0}) \cos \omega_0 t_{II} + I_n \rho \sin \omega_0 t_{II},$$

где

$$U'_{c0} = U_{c0} \cos \left(\pi - \arcsin \frac{I_n \rho}{U_{c0}} \right).$$

Найдем энергию конденсатора в конце цикла коммутации, учитывая, что $\operatorname{tg} \omega_0 t_{II} = \frac{I_n \rho}{U'_{c0} - U_d}$:

$$Q_c = \frac{C_k U_{ck}^2}{2} = \frac{C_k}{2} [U_d - (U_d - U'_{c0}) \cos \omega_0 t_{II} + \\ + I_n \rho \sin \omega_0 t_{II}]^2 = \frac{C_k}{2} [U_d + (U'_{c0} - U_d) (\cos \omega_0 t_{II} + \\ + \operatorname{tg} \omega_0 t_{II} \sin \omega_0 t_{II})]^2 = \frac{C_k}{2} \left[U_d + \frac{U'_{c0} - U_d}{\cos \omega_0 t_{II}} \right]^2 = \\ = C_k U_d \left[\sqrt{(U'_{c0} - U_d)^2 + I_n^2 \rho^2} - (U'_{c0} - U_d) \right] + \\ + \frac{C_k U_{c0}^2}{2} + \frac{L_k I_n^2}{2} = C_k U_d \left[\sqrt{(U'_{c0} - U_d)^2 + I_n^2 \rho^2} - \right. \\ \left. - (U'_{c0} - U_d) \right] + \frac{C_k U_{c0}^2}{2}. \quad (26)$$

Приращение энергии за цикл коммутации

$$\Delta Q_c = \frac{C_k U_{ck}^2}{2} - \frac{C_k U_{c0}^2}{2} = C_k U_d \times \\ \times \left[\sqrt{(U'_{c0} - U_d)^2 + I_n^2 \rho^2} - (U'_{c0} - U_d) \right]. \quad (27)$$

Из уравнения (27) следует, что избыточная энергия, приводящая к увеличению напряжения на конденсаторе, образуется в основном за счет энергии, потребляемой от источника питания инвертора на втором этапе коммутации. Значение энергии, потребляемой от источника, в относительных единицах запишется в виде:

$$\Delta Q_c^* = 2u_d \left[\sqrt{(u'_{c0} - u_d)^2 + i_k^2} - (u'_{c0} - u_d) \right]. \quad (28)$$

Энергия коммутирующего дросселя в конце первого этапа в относительных единицах

$$\dot{Q}_L \frac{L_k I_n^2}{2} - \frac{2}{C_k U_{c0}^2} = i_k^2.$$

На рис. 5 приведены зависимости относительной энергии, запасенной в дросселе и потребляемой от источника контуром коммутации, от добротности контура для различных значений напряжения питания инвертора. При построении кривых были использованы уравнения (7) и (8). Все математические расчеты для построения кривых рис. 3, 4, 5 были проведены на вычислительной машине «Минск 22».

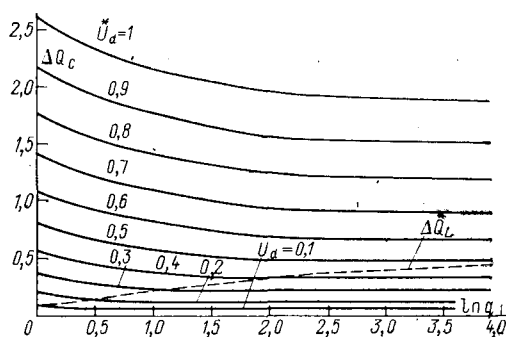


Рис. 5. Зависимость относительной энергии, запасенной в дросселе и потребляемой от источника контуром коммутации, от добротности контура для различных значений напряжения питания инвертора.

Анализ уравнений (27) и (28) с реальными параметрами контура показывает, что величина ΔQ_C в несколько раз превышает энергию, накопленную в коммутирующей индуктивности к концу первого этапа коммутации (рис. 5). Так, например, при $L_K = 100 \text{ мкГн}$; $C_K = 100 \text{ мкФ}$; $I_H = 200 \text{ А}$; $U_d = U_{C0} = 500 \text{ В}$ (реальные параметры преобразователя ТПЧ-100 мощностью 100 кВт) величина ΔQ_C составляет $18,2 \text{ В} \cdot \text{А} \cdot \text{сек}$; тогда как энергия индуктивности

$$Q_L = \frac{L_K I_H^2}{2} = 2 \text{ В} \cdot \text{А} \cdot \text{сек}.$$

Отсюда следует, что, во-первых, емкостной сброс избыточной энергии является нерациональным, поскольку приводит к значительному увеличению токовой загрузки коммутирующих элементов, мощности дополнительных устройств сброса и снижению общего к. п. д. контура коммутации, во-вторых,

сброс избыточной энергии с точки зрения минимальных потерь должен производиться при достижении напряжения на конденсаторе максимального заданного значения путем шунтирования коммутирующей индуктивности источником с нулевым внутренним сопротивлением.

В целом ряде практических схем при незначительной величине энергии коммутирующего дросселя в конце первого этапа коммутации может оказаться технически рациональным кратковременное шунтирование дросселя активным сопротивлением тепловой мощностью несколько десятков ватт.

Условные обозначения:

- U_d — напряжение питания инвертора;
- T — тиристоры;
- D — диоды;
- C_K — коммутирующий конденсатор;
- L_K — коммутирующий дроссель;
- I_H — ток нагрузки;
- I_K — ток коммутирующего контура;
- U_C — напряжение коммутирующего конденсатора;
- U_H — напряжение источника подзаряда;
- L_H — дроссель цепи подзаряда;
- Q_C, Q_L — энергия коммутирующего конденсатора, дросселя;
- Z_H — полное сопротивление фазы нагрузки;
- q — добротность контура коммутации;
- ω, ρ — угловая частота и волновое сопротивление контура коммутации;
- i_K^*, u_C^* — относительные значения тока и напряжения конденсатора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. М., «Энергия», 1969.
2. Бусалаев Г. Н., Шварц Г. К. Оценка конденсаторных устройств записания тиристорных. — «Электричество», 1968, № 6.
3. Лабунцов В. А., Смирнов В. П., Обухов С. Г. Виды коммутации в вентильных преобразователях. — «Электротехника», 1969, № 11.
4. Лабунцов В. А., Смирнов В. П., Обухов С. Г. Коммутационные процессы в тиристорных преобразователях с конденсаторной коммутацией. — «Электротехника», 1968, № 10.
5. Глазенов Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах. М., «Энергия», 1969. [9.8.1973]

УДК 621.313.333.35

Анализ системы «широтно-импульсный преобразователь переменного тока — двухфазный асинхронный двигатель»

Доктор техн. наук ГЛАЗЕНКО Т. А., инж. ХРИСАНОВ В. И.

Ленинградский институт точной механики и оптики

Развитие полупроводниковой техники привело к созданию ряда импульсных усилительно-преобразовательных устройств переменного тока [Л. 1—3]. Эти преобразователи характеризуются изменяемой структурой силовой цепи, что приводит к прерывистому току статора и значительному искажению естественных характеристик двигателя. Однако благодаря ряду положительных свойств (быстродействие, малые габариты и масса, высокий к. п. д. и др.) такие устройства широко применяются в качестве выходных каскадов в различных системах автоматики.

Как известно [Л. 4], анализ таких схем в квазиустановившемся режиме выполняется с помощью метода интегрирования дифференциальных уравнений на каждом расчетном интервале с последую-

щим припасовыванием решений, причем границы интервалов существования отдельных контуров на-

в	$\dot{U}_B$	=
у	$\dot{U}_{y(2g+1)} + \dot{E}'_{y(2g+1)} + \dot{E}''_{y(2g+1)}$	
д		
q		

ходятся из решения трансцендентных уравнений. В [Л. 5], в которой применялся данный метод для анализа лишь симметрических схем двигателей, отмечено, что решать получаемую систему уравнений «очень сложно и без вычислительной машины нецелесообразно». Решение системы уравнений упрощается, если применить метод матричного анализа. Однако в известных работах по анализу электрических машин методом матриц рассматривается либо случай с синусоидальным напряжением питания [Л. 6 и 7], либо с несинусоидальным напряжением и с неизменяемой структурой силовой цепи [Л. 8]. При управлении от импульсного преобразователя с изменяемой структурой силовой цепи характеристики однофазного асинхронного двигателя получены в [Л. 9]. В статье приводится анализ системы «импульсный преобразователь — двигатель» с помощью матричного метода для общего случая несимметричного двухфазного двигателя.

Рассматриваемая система изображена на рис. 1, где для простоты взято только одно плечо реверсивного преобразователя, питаемого от источника синусоидального напряжения. При вращении в интервале $\beta - \pi < \omega t < \alpha$ машина работает в режиме однофазного, а в интервале $\alpha < \omega t < \beta$ — в режиме двухфазного двигателя. На рис. 1 приняты следующие обозначения: u_y — напряжение управления, прикладываемое к обмотке управления двигателя в интервалах открытого состояния тиристоров; e'_y — трансформаторная э. д. с., индуцируемая в интервалах закрытого состояния тиристоров в обмотке управления за счет тока, продолжающего протекать во вращающемся (или заторможенном) роторе; e''_y — э. д. с. вращения, индуцируемая в интервалах закрытого состояния тиристоров в обмотке управления за счет тока, протекающего по обмотке возбуждения вращающегося двигателя.

Приняты следующие допущения и ограничения: машина ненасыщена; изменение взаимных индуктивностей в зависимости от угла поворота ротора синусоидальное; угловая скорость вращения постоянна; воздушный зазор равномерный; внутреннее сопротивление источника питания равно нулю; тиристоры обладают характеристиками идеального ключа; активное сопротивление конденсатора и индуктивное сопротивление рассеяния ротора принимаются равными нулю.

Для установившегося режима работы двигателя напряжения любой гармоники для полной схемы (рис. 1, а) в неподвижных осях запишутся в виде:

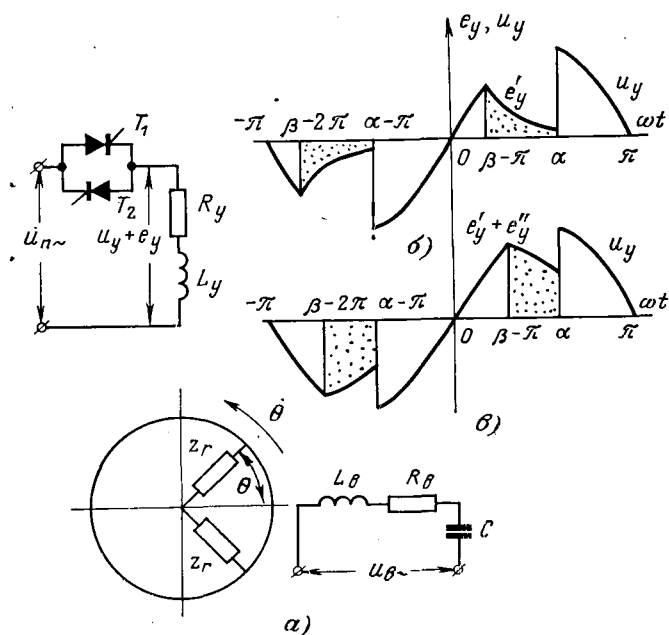


Рис. 1. Система «тиристорный преобразователь — двигатель» (а); напряжение и э. д. с. в обмотке управления заторможенного (б) и вращающегося (в) двигателя.

где $X_c = \frac{1}{\omega C}$ — сопротивление фазосдвигающего конденсатора; $X_b = (x_y + X_m) n^2$ — полное индуктивное сопротивление обмотки возбуждения; $X_y = x_y + X_m$ — полное индуктивное сопротивление обмотки управления; x_y — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки управления; X_m — сопротивление взаимной индукции; $s_{(2g+1)} = \frac{2g+s}{2g+1}$ — скольжение ротора в поле $(2g+1)$ -й гармоники; $s = 1 - \frac{\dot{\theta}}{\omega}$ — скольжение ротора в поле 1-й гармоники; $n = \frac{\omega_b k_{06.8}}{\omega_y k_{05.9}} = \frac{M_b}{M_y}$ — отношение эффективных чисел витков обмоток (коэффициент трансформации); $R_y, R_b = n^2 R_r$ — активные сопротивления цепей статора и ротора; $g = 0, 1, 2, 3, \dots$

Индекс «d» указывает, что обмотка расположена по продольной оси; «q» — по поперечной; «в» — цепь возбуждения; «у» — цепь управления; «r» — цепь ротора.

в	$R_b + j(2g+1)X_b - \frac{jX_c}{2g+1}$		$nj(2g+1)X_m$		в	$I_{(2g+1)}^b$
у		$R_y + j(2g+1)X_y$		$j(2g+1)X_m$	у	$I_{(2g+1)}^y$
d	$nj(2g+1)X_m$	$[1 - s_{(2g+1)}](2g+1)X_m$	$R_r + j(2g+1)X_m$	$[1 - s_{(2g+1)}](2g+1)X_m$	d	$I_{(2g+1)}^d$
q	$n[s_{(2g+1)} - 1](2g+1)X_m$	$j(2g+1)X_m$	$[s_{(2g+1)} - 1](2g+1)X_m$	$R_r + j(2g+1)X_m$	q	$I_{(2g+1)}^q$

Прежде чем искать токи двигателя из (1), необходимо определить величины $U_{y(2g+1)}$, $E'_{y(2g+1)}$ и $\dot{E}''_{y(2g+1)}$ в столбце напряжений.

Мгновенное значение напряжения u_y определяется как сумма гармонических составляющих напряжения питания $U_{ym} \sin \omega t$ в интервалах проводящего состояния тиристора:

$$u_y = \sum_{g=0}^{\infty} u_{y(2g+1)} = U_{ym} \sum_{g=0}^{\infty} H_{(2g+1)} \sin [(2g+1)\omega t + \varphi_{H(2g+1)}], \quad (2)$$

где

$$H_{(2g+1)} = \sqrt{T_{(2g+1)}^2 + D_{(2g+1)}^2};$$

$$\varphi_{H(2g+1)} = \arctg \frac{T_{(2g+1)}}{D_{(2g+1)}};$$

для высших гармоник ($g=1, 2, 3, \dots$)

$$T_{(2g+1)} = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\beta-\pi} \sin \omega t \cos (2g+1) \omega t d\omega t + \right.$$

$$\left. + \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \cos (2g+1) \omega t d\omega t \right] = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\cos 2g\beta}{2g} - \frac{\cos (2g+2)\beta}{2g+2} + \frac{\cos (2g+2)\alpha}{2g+2} - \frac{\cos 2g\alpha}{2g} \right];$$

$$D_{(2g+1)} = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\beta-\pi} \sin \omega t \sin (2g+1) \omega t d\omega t + \right.$$

$$\left. + \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \sin (2g+1) \omega t d\omega t \right] = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin 2g\beta}{2g} - \frac{\sin (2g+2)\beta}{2g+2} + \frac{\sin (2g+2)\alpha}{2g+2} - \frac{\sin 2g\alpha}{2g} \right];$$

для 1-й гармоники ($g=0$)

$$T_1 = \frac{1}{2\pi} (\cos 2\alpha - \cos 2\beta);$$

$$D_1 = \frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha - \frac{1}{2} \sin 2\beta + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right).$$

Комплексные действующие значения гармонических составляющих напряжения управления u_y определяются из выражения:

$$\dot{U}_{y(2g+1)} = U_y H_{(2g+1)} e^{j\varphi_{H(2g+1)}}. \quad (3)$$

Так как согласно принятым допущениям рассматриваемая электрическая машина является линейным элементом, то, следовательно, при определении $\dot{E}'_{y(2g+1)}$ и $\dot{E}''_{y(2g+1)}$ справедлив принцип наложения.

Для определения $\dot{E}'_{y(2g+1)}$ необходимо решить систему уравнений, записанную для случая, когда ис-

точник возбуждения машины замкнут накоротко:

$$\begin{matrix} \text{В} \\ \text{У} \\ \text{d} \\ \text{q} \end{matrix} \begin{bmatrix} \\ e_y(\tau) \\ \\ \end{bmatrix} = \begin{matrix} & \text{В} & \text{У} & \text{d} & \text{q} \\ \text{В} & R_s + L_s p + \frac{1}{Cp} & & nMp & \\ \text{У} & & & & Mp \\ \text{d} & nMp & & R_r + L_r p & L_r \dot{\theta} \\ \text{q} & -nM\dot{\theta} & & -L_r \dot{\theta} & R_r + L_r p \end{matrix} \begin{matrix} \text{В} \\ \text{У} \\ \text{d} \\ \text{q} \end{matrix} \begin{bmatrix} i^B \\ i^Y \\ i^d \\ i^q \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Мгновенное значение э. д. с. e'_y представляет часть трансформаторной э. д. с. $e_{y(\tau)}$, определяемой из (4):

$$e_{y(\tau)} = M p i^q. \quad (5)$$

Ток i_q определяется из уравнений:

$$\begin{matrix} & \text{В} & \text{d} & \text{q} \\ \text{В} & R_s + L_s p + \frac{1}{Cp} & nMp & \\ \text{d} & nMp & R_r + L_r p & L_r \dot{\theta} \\ \text{q} & -nM\dot{\theta} & -L_r \dot{\theta} & R_r + L_r p \end{matrix} \begin{matrix} \text{В} \\ \text{d} \\ \text{q} \end{matrix} \begin{bmatrix} i^B \\ i^d \\ i^q \end{bmatrix} = 0. \quad (6)$$

Учитывая, что для реальных асинхронных двухфазных машин справедливы выражения:

$$L_r \approx M, \quad n^2 R_y < R_r, \quad 1/T > |\theta|,$$

где $T = M/R_r$, решение системы уравнений после пренебрежения малыми величинами упрощается и для i^q в этом случае получаем:

$$i^q = i_0^q e^{-t/T}, \quad (7)$$

откуда

$$e_y(\tau) = -i_0^q R_r e^{-\frac{R_r(\omega t - \beta + \pi)}{\omega M}} = U_{ym} \sin(\beta - \pi) e^{-\frac{\omega t - \beta + \pi}{\omega T}}. \quad (8)$$

Мгновенное значение э. д. с. e'_y определяется как сумма гармонических составляющих $e_{y(\tau)}$ в интервале $\beta - \pi < \omega t < \alpha$:

$$e'_y = \sum_{g=0}^{\infty} e'_{y(2g+1)} \frac{2\omega T U_{ym} \sin(\beta - \pi)}{\pi} \times \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sigma_{(2g+1)}}{1 + (2g+1)^2 \omega^2 T^2} \sin [(2g+1)\omega t + \varphi'_{\sigma(2g+1)}], \quad (9)$$

где

$$\sigma_{(2g+1)} = \sqrt{\varepsilon_{(2g+1)}^2 + \Omega_{(2g+1)}^2};$$

$$\varphi_{\sigma(2g+1)} = \arctg \frac{\varepsilon_{(2g+1)}}{\Omega_{(2g+1)}};$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{(2g+1)} &= e^{\frac{\beta-\pi-\alpha}{\omega T}} [-\cos(2g+1)\alpha + \\ &+ \omega T(2g+1) \sin(2g+1)\alpha] + \cos(2g+1)(\beta-\pi) - \\ &- \omega T(2g+1) \sin(2g+1)(\beta-\pi); \\ \Omega_{(2g+1)} &= \sin(2g+1)(\beta-\pi) + \omega T(2g+1) \times \\ &\times \cos(2g+1)(\beta-\pi) - e^{\frac{\beta-\pi-\alpha}{\omega T}} \times \\ &\times [\sin(2g+1)\alpha + \omega T(2g+1) \cos(2g+1)\alpha]. \end{aligned}$$

При малых значениях $\omega T (R_r \gg M)$ э. д. с. e'_y уменьшается и в пределе при $\omega t = 0$ значение $e_{y(\pi)} = e'_y = 0$. Однако в двухфазных асинхронных двигателях малой мощности значение R_r ограничивается сверху и выбирается близким к $X_m = \omega M$, поэтому для повышения точности расчета таких двигателей величину e'_y следует учитывать.

Комплексные действующие значения гармонических составляющих э. д. с. e'_y определяются из выражения:

$$\dot{E}'_{y(2g+1)} = \frac{V \sqrt{2} \omega T U_{ym} \sin(\beta_{\alpha=0} - \pi) \sigma_{(2g+1)} e^{j\varphi_{\sigma(2g+1)}}}{\pi [1 + (2g+1)^2 \omega^2 T^2]} e^{j\varphi_{\sigma(2g+1)}} \quad (10)$$

Мгновенное значение э. д. с. e''_y представляет часть синусоидальной э. д. с. вращения $e_{y(b)}$, возникающей в отключенной обмотке управления при однофазном режиме работы машины; $\dot{E}_{y(b)}$ определяется из (1) при $\dot{U}_y = \dot{I}_y = g = 0$:

$$\dot{E}_{y(b)} = jX_m \dot{I}_q \quad (11)$$

Ток $\dot{I}_q$ определяется из уравнений:

$$\begin{matrix} b \\ d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_b \\ \\ \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{matrix} b \\ d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} R_b + jX_b - jX_c & njX_m & \\ njX_m & R_r + jX_m & (1-s)X_m \\ n(s-1)X_m & (s-1)X_m & R_r + jX_m \end{bmatrix} \begin{matrix} b \\ d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_b \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

откуда

$$\dot{I}_q = Z^{-1} \dot{U}_b, \quad (13)$$

где Z^{-1} — обратная матрица сопротивлений в (12).

После преобразований получаем выражение:

$$\dot{E}_{y(b)} = \frac{U_b n (1-s)}{\sqrt{A^2 + B^2}} e^{j\Psi}, \quad (14)$$

где

$$\begin{aligned} A + jB &= \frac{n^2}{X_m} (R_r + jX_m) + \\ &+ \frac{(1-s)^2}{jR_r} [(R_y + jX_y)n^2 - jX_c] - \\ &- \frac{j}{X_m^2 R_r} [(R_y + jX_y)n^2 - jX_c] (R_r + jX_m)^2; \\ \Psi &= -\arctg \frac{B}{A}. \end{aligned}$$

Мгновенное значение э. д. с. e''_y определяется как сумма гармонических составляющих $e_{y(b)}$ в интервале $\beta - \pi < \omega t < \alpha$:

$$\begin{aligned} e''_y &= \sum_{g=0}^{\infty} e''_{y(2g+1)} = \frac{n(1-s)U_{ym}}{\sqrt{A^2 + B^2}} \times \\ &\times \sum_{g=0}^{\infty} \theta_{(2g+1)} \sin[(2g+1)\omega t + \varphi_{\theta(2g+1)}], \quad (15) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \theta_{(2g+1)} &= \sqrt{C_{(2g+1)}^2 + F_{(2g+1)}^2}; \\ \varphi_{\theta(2g+1)} &= \arctg \frac{C_{(2g+1)}}{F_{(2g+1)}}; \end{aligned}$$

для высших гармоник ($g = 1, 2, 3, \dots$)

$$\begin{aligned} C_{(2g+1)} &= \frac{2}{\pi} \int_{\beta-\pi}^{\alpha} \sin(\omega t + \Psi) \cos(2g+1)\omega t d\omega t = \\ &= \frac{\cos \Psi}{\pi} \left[-\frac{\cos(2g+2)\alpha}{2g+2} + \frac{\cos 2g\alpha}{2g} + \right. \\ &+ \frac{\cos(2g+2)\beta}{2g+2} - \frac{\cos 2g\beta}{2g} \left. \right] + \frac{\sin \Psi}{\pi} \left[\frac{\sin 2g\alpha}{2g} - \frac{\sin 2g\beta}{2g} + \right. \\ &+ \frac{\sin(2g+2)\alpha}{2g} - \frac{\sin(2g+2)\beta}{2g+2} \left. \right]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_{(2g+1)} &= \frac{2}{\pi} \int_{\beta-\pi}^{\alpha} \sin(\omega t + \Psi) \sin(2g+1)\omega t d\omega t = \\ &= \frac{\cos \Psi}{\pi} \left[\frac{\sin 2g\alpha}{2g} - \frac{\sin(2g+2)\alpha}{2g+2} - \frac{\sin 2g\beta}{2g} + \right. \\ &+ \frac{\sin(2g+2)\beta}{2g+2} \left. \right] + \frac{\sin \Psi}{\pi} \left[\frac{\cos 2g\beta}{2g} - \frac{\cos 2g\alpha}{2g} + \right. \\ &+ \frac{\cos(2g+2)\beta}{2g+2} - \frac{\cos(2d+2)\alpha}{2g+2} \left. \right]; \end{aligned}$$

для 1-й гармоники ($g = 0$)

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{\cos \Psi}{2\pi} (\cos 2\beta - \cos 2\alpha) + \\ &+ \frac{\sin \Psi}{\pi} \left(\alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \beta + \pi - \frac{1}{2} \sin 2\beta \right); \\ F_1 &= \frac{\cos \Psi}{\pi} \left(\alpha - \beta + \pi - \frac{1}{2} \sin 2\alpha + \frac{1}{2} \sin 2\beta \right) + \\ &+ \frac{\sin \Psi}{2\pi} (\cos 2\beta - \cos 2\alpha). \end{aligned}$$

Комплексные действующие значения гармонических составляющих э. д. с. e''_y определяются из выражения:

$$\dot{E}''_{y(2g+1)} = \frac{n(1-s)U_b \theta_{(2g+1)}}{\sqrt{A^2 + B^2}} e^{j\varphi_{\theta(2g+1)}} \quad (16)$$

Токи статора двигателя находятся из (1) после преобразований, связанных с исключением осей d и q и разложением матриц на симметричные составляющие по осям P и N . На основании указан-

ных преобразований [Л. 7] получим:

$$\begin{aligned} \frac{P}{N} \frac{\dot{U}_{(2g+1)}^P}{\dot{U}_{(2g+1)}^N} &= \\ &= \frac{P}{N} \begin{bmatrix} Z_{(2g+1)}^P & Z_{(2g+1)}^C \\ Z_{(2g+1)}^C & Z_{(2g+1)}^N \end{bmatrix} \frac{P}{N} \begin{bmatrix} \dot{I}_{(2g+1)}^P \\ \dot{I}_{(2g+1)}^N \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

где

$$\left. \begin{aligned} Z_{(2g+1)}^N &= R_y + j(2g+1)x_y + Z_{(2g+1)}^C + \\ &+ \frac{j(2g+1)X_m \frac{R_r}{2-s_{(2g+1)}}}{\frac{R_r}{2-s_{(2g+1)}} + j(2g+1)X_m}; \\ Z_{(2g+1)}^P &= R_y + j(2g+1)x_y + Z_{(2g+1)}^C + \\ &+ \frac{j(2g+1)X_m R_r / s_{(2g+1)}}{R_r / s_{(2g+1)} + j(2g+1)X_m}; \\ Z_{(2g+1)}^C &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{n^2} \left[R_b + j(2g+1)x_b - \frac{X_C}{2g+1} \right] - \right. \\ &\left. - [R_y + j(2g+1)x_y] \right\} = - \frac{jX_C}{2n^2(2g+1)}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Гармонические составляющие напряжений обеих последовательностей связаны с напряжениями в исходных осях с помощью выражения:

$$\begin{aligned} \frac{P}{N} \frac{\dot{U}_{(2g+1)}^P}{\dot{U}_{(2g+1)}^N} &= \\ &= \frac{1}{V_2} \frac{\frac{\dot{U}_b(2g+1)}{n} + j[\dot{U}_y(2g+1) + \dot{E}'_y(2g+1) + \dot{E}''_y(2g+1)]}{\frac{\dot{U}_b(2g+1)}{n} - j[\dot{U}_y(2g+1) + \dot{E}'_y(2g+1) + \dot{E}''_y(2g+1)]}. \end{aligned} \quad (18)$$

Гармонические составляющие тока прямой и обратной последовательностей определяются из (17) после нахождения обратной матрицы сопротивлений:

$$\dot{I}_{(2g+1)}^P = \frac{Z_{(2g+1)}^N \dot{U}_{(2g+1)}^P - Z_{(2g+1)}^C \dot{U}_{(2g+1)}^N}{Z_{(2g+1)}^N Z_{(2g+1)}^P - Z_{(2g+1)}^C{}^2}; \quad (19)$$

$$\dot{I}_{(2g+1)}^N = \frac{Z_{(2g+1)}^P \dot{U}_{(2g+1)}^N - Z_{(2g+1)}^C \dot{U}_{(2g+1)}^P}{Z_{(2g+1)}^N Z_{(2g+1)}^P - Z_{(2g+1)}^C{}^2}. \quad (20)$$

Для универсальности расчета введем относительные параметры двигателя: $\rho_y = R_y/R_r$, $\xi_y = x_y/R_r$, $\xi_m = X_m/R_r$, $\xi_C = X_C/R_r$, тогда (19) и (20) в относительных единицах запишутся в виде:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{(2g+1)}^P &= \frac{I_{(2g+1)}^P R_r}{U_y} = \bar{I}(\rho_y, \xi_y, \xi_m, \xi_C, \alpha, \beta, s_{(2g+1)}), \\ n, k &= U_b/U_y. \end{aligned} \quad (21)$$

Гармонические составляющие действительных токов управления и возбуждения в относительных единицах находятся из равенства:

$$\begin{aligned} \frac{Y}{B} \frac{\bar{I}_y(2g+1)}{\bar{I}_b(2g+1)} &= \frac{Y}{B} \frac{\bar{I}_y(2g+1) e^{j\varphi_{\bar{I}_y(2g+1)}}}{\bar{I}_b(2g+1) e^{j\varphi_{\bar{I}_b(2g+1)}}} = \\ &= \frac{1}{V_2} \frac{-j[\bar{I}_{(2g+1)}^P - \bar{I}_{(2g+1)}^N]}{\frac{1}{n}[\bar{I}_{(2g+1)}^P + \bar{I}_{(2g+1)}^N]}. \end{aligned} \quad (22)$$

Мгновенные значения токов двигателя в относительных единицах

$$\begin{aligned} \bar{i}_y &= \sum_{g=0}^{\infty} \bar{i}_y(2g+1) = \\ &= V_2 \sum_{g=0}^{\infty} I_y(2g+1) \sin[(2g+1)\omega t + \varphi_{\bar{I}_y(2g+1)}]. \end{aligned} \quad (23)$$

Угол выключения β определяется из (23) при равенстве $\bar{i}_y$ нулю. Величина β зависит от угла включения тиристора α , скорости вращения и относительных параметров двигателя. Получаемое трансцендентное уравнение решается методом последовательного приближения.

Средний момент двигателя в долях электромагнитного момента идеального двигателя с неподвижным ротором и круговым полем

$$\begin{aligned} \bar{M}_{cp} &= \frac{M_{cp} \omega R_r}{2U_y^2} = 0,5 \xi_m \operatorname{Re} \sum_{g=0}^{\infty} j [\bar{I}_{(2g+1)}^{b*} \bar{I}_{(2g+1)}^N - \\ &- \bar{I}_{(2g+1)}^{i*} \bar{I}_{(2g+1)}^P], \end{aligned} \quad (24)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{I}_{(2g+1)}^i &= - \frac{s_{(2g+1)} j (2g+1) \xi_m \bar{I}_{(2g+1)}^P}{1 + j s_{(2g+1)} (2g+1) \xi_m}; \\ \bar{I}_{(2g+1)}^b &= \frac{-j [2 - s_{(2g+1)}] (2g+1) \xi_m \bar{I}_{(2g+1)}^N}{1 + j [2 - s_{(2g+1)}] (2g+1) \xi_m}; \end{aligned}$$

$\bar{I}_{(2g+1)}^{i*}$; $\bar{I}_{(2g+1)}^{b*}$ — сопряженные величины.

Мощность потерь во всех обмотках машины в долях электромагнитной мощности идеального двигателя определяется из выражения:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{cp} &= \frac{P_{cp} R_r}{2U_y^2} = 0,5 \left\{ \rho_y (I_1^{Pa} + I_1^{Na}) + \right. \\ &+ \rho_y \sum_{g=1}^{\infty} [I_{(2g+1)}^{Pa} + I_{(2g+1)}^{Na}] + (I_1^{fs} + I_1^{bs}) + \\ &\left. + \sum_{g=1}^{\infty} [I_{(2g+1)}^{fs} + I_{(2g+1)}^{bs}] \right\}. \end{aligned} \quad (25)$$

Если считать, что при замене источника синусоидального напряжения импульсной схемой с такой

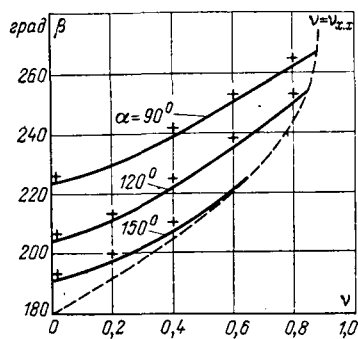


Рис. 2. Зависимость угла выключения β от скорости вращения v при различных значениях α .

+ — экспериментальные данные

же амплитудой основной гармоники выходного напряжения двигателя развивает одинаковый средний момент, то для кратности изменения к. п. д. двигателя получим выражение:

$$\alpha_{\eta} = \frac{\bar{P}_{\text{ср. син}}}{\bar{P}_{\text{ср. нмг}}} =$$

$$= \frac{\rho_{\gamma} \sum_{g=1}^{\infty} [I_{(2g+1)}^{P_2} + I_{(2g+1)}^{N_2}] + \sum_{g=1}^{\infty} [I_{(2g+1)}^{P_2} + I_{(2g+1)}^{N_2}]}{1 + \rho_{\gamma} [I_1^{P_2} + I_1^{N_2}] + [I_1^{P_2} + I_1^{N_2}]}$$

(26)

Аналитический расчет характеристик системы «ШИП-двигатель» проводится в следующем порядке: при заданных параметрах двигателя, скорости вращения и величине угла α по (23), используя (18) — (22), определяются значения угла выключения β . Далее, при известных α и β и при том же значении скорости определяются токи двигателя. Наконец, зная токи, из (24) и (25) определяются момент двигателя и мощность потерь в его обмотках.

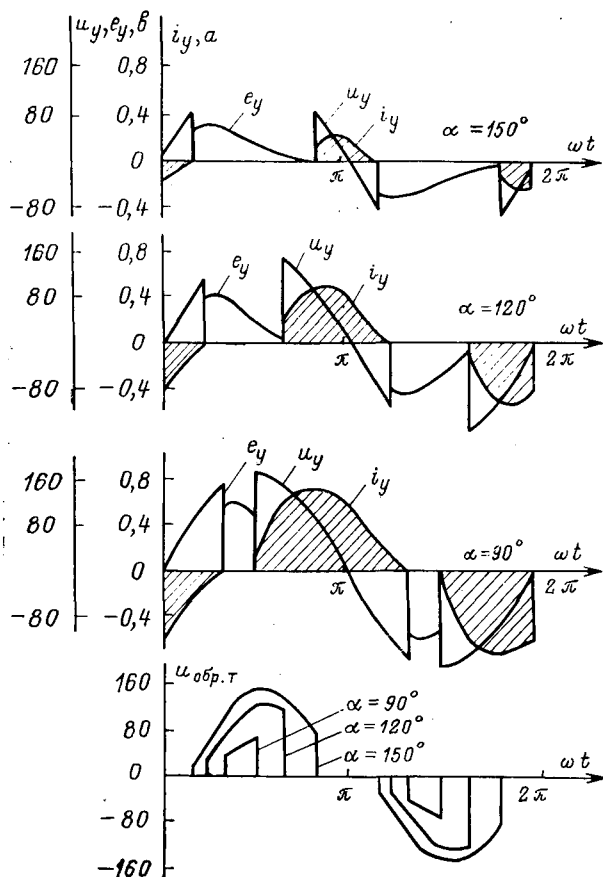


Рис. 3. Расчетные кривые тока управления i_y , э. д. с. $e_y = -e'_y + e''_y$ и обратного напряжения на тиристоре $u_{\text{обр.т}}$ при различных углах включения α и при $v = 0.4$.

В качестве примера рассматривается двигатель АДП-362, имеющий следующие относительные параметры: $n = 1.34$; $\rho_{\gamma} = 0.12$; $\xi_{\gamma} = 0.07$; $\xi_m = 0.9$; $\xi_c = 2.1$.

Расчет проводился с учетом 1 и 3-й гармоник. На рис. 2 показаны кривые зависимости угла выключения β от скорости вращения v при различных α .

На основании расчетных и экспериментальных данных можно сделать вывод, что с увеличением скорости вращения величина β увеличивается и при некоторых значениях v может превышать значение $\beta = 2\pi - \alpha$, справедливое для случая чисто индуктивной, неразветвленной нагрузки [Л. 10]. Это согласуется с выводом, сделанным в [Л. 5], что замена силовой цепи двигателя на эквивалентное комплексное сопротивление в данном случае не правомочна, поскольку она не отражает физического явления — накопления электромагнитной энергии в цепи ротора в интервале открытого состояния тиристора с последующей передачей части этой энергии и энергии цепи возбуждения в цепь обмотки управления, в результате чего снижается обратное напряжение, прикладываемое к тиристору и, следовательно, увеличивается угол выключения.

На рис. 3 изображены расчетные кривые тока управления суммарной э. д. с. $e_y = e'_y + e''_y$ и обратного напряжения на закрытом тиристоре $u_{\text{обр.т}}$ при различных углах включения α и при $v = 0.4$. Осциллограммы тех же величин (рис. 4) незначительно отличаются от расчетных кривых. Пользуясь полученными выше выражениями, можно определить напряжения

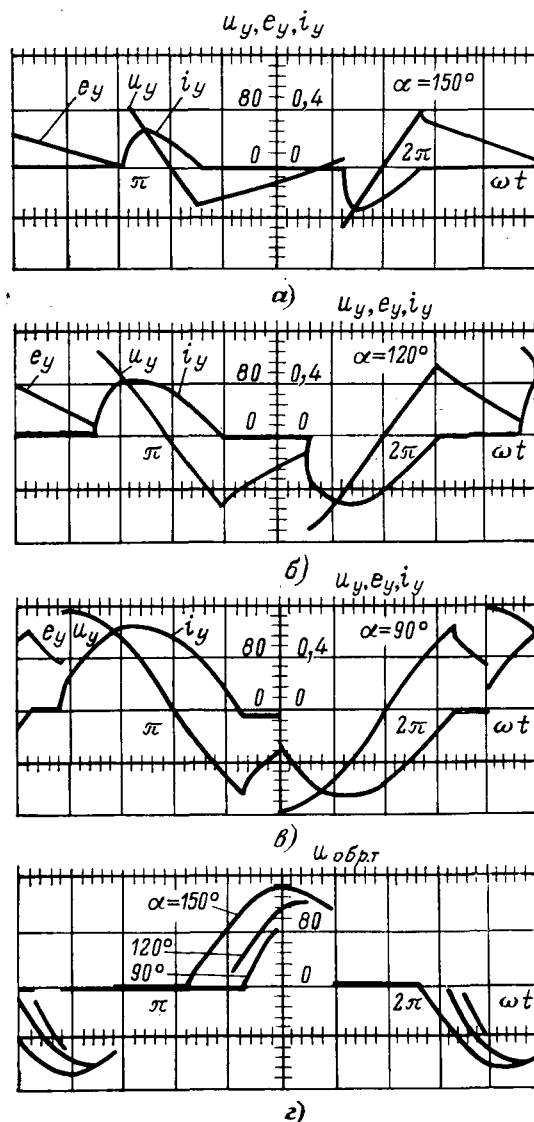


Рис. 4. Осциллограммы тока управления i_y , напряжения u_y , э. д. с. $e_y = e'_y + e''_y$ и обратного напряжения на тиристоре $u_{\text{обр.т}}$ при различных углах включения α и при $v = 0.4$. а — $\alpha = 150^\circ$; б — $\alpha = 120^\circ$; в — $\alpha = 90^\circ$; г — $u_{\text{обр.т}}$.

и ток в цепи обмотки возбуждения при различных углах включения α и при различных скоростях вращения двигателя.

Из данных расчета и эксперимента можно сделать вывод, что при импульсном изменении напряжения и тока в обмотке управления кривые напряжения и токов в обмотке возбуждения незначительно отличаются от синусоиды. На характер изменения этих величин в зависимости от величины входного сигнала и от скорости вращения рассматриваемый импульсный способ управления не оказывает существенного влияния.

На рис. 5 изображены расчетные и экспериментальные механические характеристики двигателя для различных углов включения α . Для сравнения пунктиром изображены механические характеристики того же двигателя с фазосдвигающим конденсатором в цепи возбуждения при амплитудном способе управления. Коэффициенты сигнала выбирались из условия равенства пусковых моментов. Из полученных данных можно сделать следующие выводы:

а) жесткость механических характеристик двигателя при управлении от преобразователя данного типа снижается вплоть до границы устойчивого регулирования;

б) искажение механических характеристик обусловлено прерывистым характером тока в обмотке управления, при котором угол проводимости тиристоров изменяется в зависимости от режима работы двигателя. С ростом скорости вращения ротора увеличивается угол выключения тиристоров β , что приводит в свою очередь к увеличению тока управления двигателя и, следовательно, его вращающего момента;

в) средний момент от высших гармоник по сравнению с соответствующим средним моментом от 1-й гармоники составляет незначительную величину, не превышающую допустимую при расчетах погрешность, равную 10—15%;

г) высшие гармоники при $v=0$ пускового момента не создают, а лишь увеличивают тепловые потери двигателя;

д) во II квадранте при определенных значениях α и v величина β достигает значения, равного $\alpha + \pi$, при этом механические характеристики будут совпадать с естественной характеристикой, полученной при $\alpha \geq \alpha_{кр}$, следовательно, рекуперативное торможение при данном виде импульсного управления будет более эффективным, чем при амплитудном;

е) в IV квадранте с увеличением скорости вращения при определенных значениях α величина β уменьшается до значения, равного α ; в этом случае тиристоры не включаются, и механические характеристики будут совпадать с естественной характеристикой при $\alpha = 180^\circ$, следовательно, торможение противоключением будет менее эффективным, чем при амплитудном способе управления.

Наибольшую трудоемкость при расчетах составляют операции решения трансцендентных уравнений, а также нахождение гармонических составляющих токов при различных режимах работы двигателя и значениях угла включения тиристора. Практический расчет характеристик конкретного тиристорного привода значительно облегчается, если использовать заранее составленные таблицы или графики, отражающие согласно (21) изменения гармонических составляющих относительных токов двигателя.

При составлении таких графиков целесообразно использование вычислительной машины.

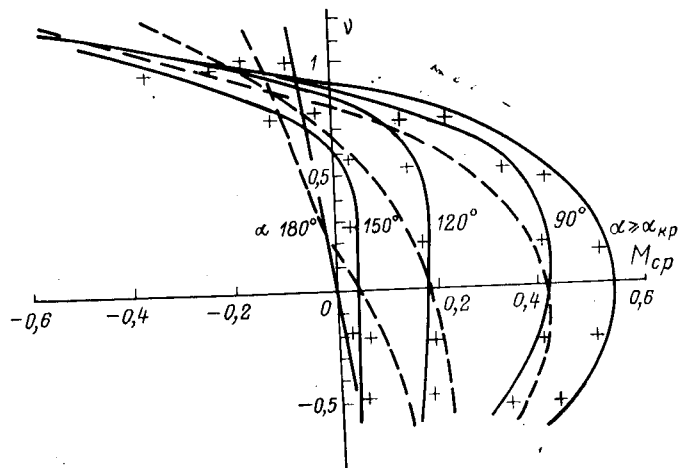


Рис. 5. Механические характеристики асинхронного двигателя АДП-362.

— — импульсное управление; — — — амплитудное управление;
+ — экспериментальные данные.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я. Тиристорные усилители в схемах электропривода. М., «Энергия», 1966.
2. Марков Б. А., Чичерин Н. И. Тиристорные судовые усилительно-преобразовательные устройства. Л., «Судостроение», 1967.
3. Следящий привод переменного тока с полупроводниковыми усилителями. Л., «Энергия», 1966. Авт.: Л. Д. Панкратев, В. П. Паппе, Н. П. Паппе, Б. И. Петров.
4. Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л., «Энергия», 1969.
5. Оркина Е. Л. Работа встречно-параллельно включенных тиристоров на э. д. с. вращения асинхронного двигателя. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1969, № 1.
6. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике. М., Госэнергиздат, 1955.
7. Хэнкок Н. Матричный анализ электрических машин. М., «Энергия», 1967.
8. Шедрин О. П. Расчет статических характеристик двухфазных асинхронных машин с учетом параметров питающей системы при несинусоидальных несимметричных напряжениях. — «Электротехника», 1969, № 5.
9. Takeuchi T. J. Characteristics of singlephase induction motor controlled by singlephase back-to-back. S. C. R. — «Electronic Engineering Japan», 1966, 86, № 11.
10. Булгаков А. А. Электронные устройства автоматического управления. М., Госэнергиздат, 1958.

[12.12.1973]



УДК 621.318.435.3

Электромагнитные процессы и расчетные соотношения в однофазном выпрямителе с магнитным усилителем, включенным на входе трансформатора

САЛЮТИН А. А., ЗДРОК А. Г.

Москва

Включение магнитного усилителя (МУ) на входе трансформатора широко применяется в устройствах для зарядки аккумуляторных батарей, в электроприводе и др. В случаях применения понижающих трансформаторов в подобных схемах МУ могут применяться слаботочные МУ относительно вторичной

цепи, что во многих системах может быть более целесообразным, чем подбор МУ на токи нагрузки.

В статье рассматривается работа МУ, трансформатора и выпрямителя на нагрузку, содержащую в общем случае последовательное соединение активного сопротивления, индуктивности и встреч-

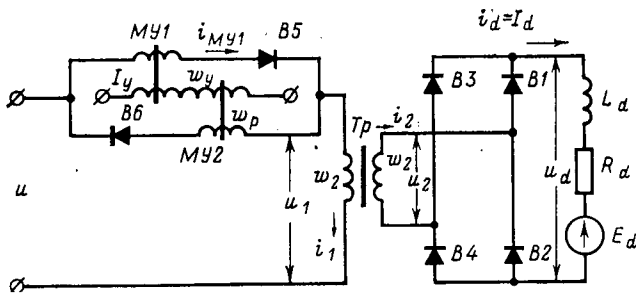


Рис. 1. Схема выпрямителя с МУ и трансформатором.

ной э. д. с.¹ Обмотки электромагнитных аппаратов, как правило, имеют отношение $\omega L_d/R_d$, обеспечивающее высокую степень сглаживания тока нагрузки. Поэтому в целях упрощения методики анализа электромагнитных процессов и получения при этом соотношений, приемлемых для инженерных расчетов, работа выпрямителя будет рассмотрена при абсолютном сглаживании тока нагрузки, вентили приняты идеальными и отсутствуют активные потери в МУ и трансформаторе; схема питается от синусоидального напряжения. Индуктивностью цепи управления МУ обеспечивается вынужденный режим намагничивания сердечников. Схема выпрямителя приведена на рис. 1.

Режим коммутации выпрямительного моста. При коммутации тока вентили B1—B4 открыты, вследствие чего трансформатор замкнут накоротко. При этом ток проводят также вентили B5 и B6, включенные в цепи рабочих обмоток w_p МУ.

С учетом принятых допущений для первичной цепи трансформатора справедливы следующие уравнения [Л. 1 и 2]:

$$u + e_{M\mu 1} + e_1 + e_{s1} = 0; \quad (1a)$$

$$u - e_{M\mu 2} + e_1 + e_{s1} = 0; \quad (1б)$$

$$e_{M\mu 1} + e_{M\mu 2} = 0, \quad (1в)$$

где $e_{M\mu 1}$; $e_{M\mu 2}$ — э. д. с. самоиндукции на рабочих обмотках МУ; e_1 — э. д. с. первичной обмотки трансформатора, обусловленная изменением основного магнитного потока; e_{s1} — э. д. с. рассеяния первичной обмотки трансформатора

$$e_{s1} = -\omega L_{s1} \frac{di_1}{d\omega t}. \quad (1г)$$

Для вторичной цепи трансформатора в режиме коммутации вентилей справедливы следующие

¹ Исследование работы выпрямителя проводилось при участии Фетисова Л. З.

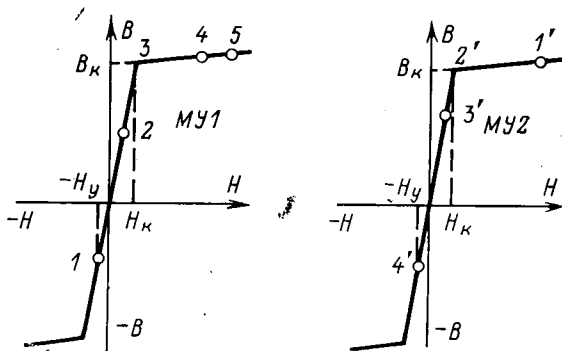


Рис. 2. Идеализированные формы кривых намагничивания сердечников МУ.

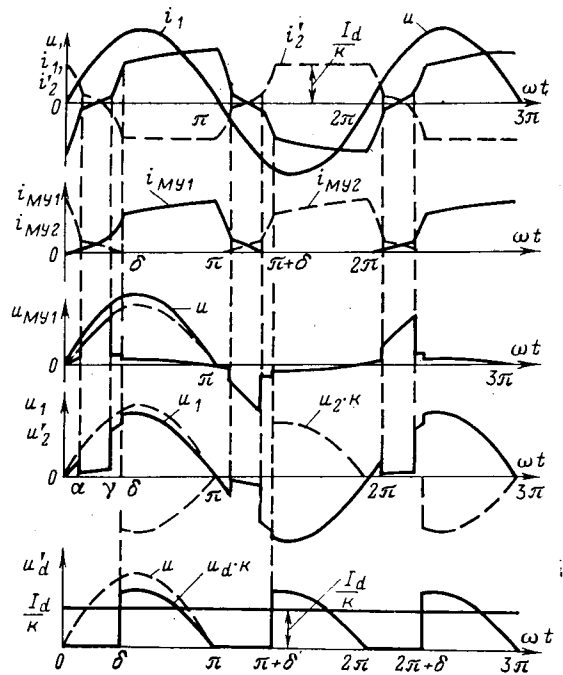


Рис. 3.

уравнения:

$$e_2 + e_{s2} = 0; \quad (2a)$$

$$u_d = 0, \quad (2б)$$

где

$$e_{s2} = -\omega L_{s2} \frac{di_2}{d\omega t}. \quad (2в)$$

При коротком замыкании трансформатора н. с. первичной w_1 и вторичной w_2 обмоток находятся во взаимном равновесии [Л. 1], т. е.

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = 0. \quad (3)$$

Для нахождения форм напряжений и токов в первичной и вторичной цепях трансформатора кривую намагничивания сердечников МУ аппроксимируем двумя наклонными прямыми [Л. 3]. Такая идеализированная кривая намагничивания приведена на рис. 2. Ненасыщенному и насыщенному участкам идеализированной кривой намагничивания соответствуют индуктивности L_1 и L_2 рабочих обмоток w_p МУ:

$$L_1 = \frac{w_p^2 S}{l} \frac{B_{\kappa}}{H_{\kappa}}; \quad L_2 = \frac{w_p^2 S}{l} \frac{B_{\max} - B_{\kappa}}{H_{\max} - H_{\kappa}}. \quad (4)$$

Выбранной аппроксимации кривой намагничивания соответствуют три интервала режима коммутации, в течение которых сердечники имеют неизменные магнитные состояния (рис. 3): $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$; $\pi + \alpha \leq \omega t \leq \pi + \gamma$; $\pi + \gamma \leq \omega t \leq \pi + \delta$; $n = 0, 1, 2, \dots$

В интервале коммутации $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ сердечник МУ1 находится в ненасыщенном состоянии (сердечник работает на участке 1—2 кривой намагничивания), индуктивность рабочей обмотки w_p равна L_1 . Сердечник МУ2 работает на участке 1'—2' кривой намагничивания; индуктивность обмотки w_p равна L_2 .

Токи $i_{M\mu 1}$ и $i_{M\mu 2}$ в соответствии с (1в) и значениями э. д. с. $e_{M\mu 1}$ и $e_{M\mu 2}$ взаимосвязаны соотно-

Таблица 1

Исходные соотношения для интервалов режима коммутации

Э. д. с. самоиндукции, исходные уравнения, токи и углы продолжительности интервалов	Интервалы режима коммутации		
	$0 \leq \omega t \leq \alpha$	$\alpha \leq \omega t \leq \gamma$	$\gamma \leq \omega t \leq \delta$
Э. д. с. самоиндукции на рабочих обмотках w_p	$e_{MY1} = -\omega L_1 \frac{di_{MY1}}{d\omega t},$ $e_{MY2} = -\omega L_2 \frac{di_{MY2}}{d\omega t}$	$e_{MY1} = -\omega L_1 \frac{di_{MY1}}{d\omega t},$ $e_{MY2} = -\omega L_1 \frac{di_{MY2}}{d\omega t}$	$e_{MY1} = -\omega L_2 \frac{di_{MY1}}{d\omega t},$ $e_{MY2} = -\omega L_2 \frac{di_{MY2}}{d\omega t}$
Исходное уравнение для определения тока i_{MY1}	$\omega \left[L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s \right] \times$ $\times \frac{di_{MY1}}{d\omega t} = U_m \sin \omega t$	$\omega (L_1 + 2L_s) \frac{di_{MY1}}{d\omega t} = U_m \sin \omega t$	$\omega \left[L_2 + \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right) L_s \right] \times$ $\times \frac{di_{MY1}}{d\omega t} = U_m \sin \omega t$
Начальные условия для определения постоянных интегрирования	$i_{MY1} = 0$ при $\omega t = 0$	$i_{MY1} = i_{MY1}(\alpha)$ при $\omega t = \alpha$	$i_{MY1}(\gamma) = I_k - I_y \frac{w_y}{w_p}$ при $\omega t = \gamma$
Исходное уравнение для определения тока i_{MY2}	$\omega \left[L_2 + \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right) L_s \right] \times$ $\times \frac{di_{MY2}}{d\omega t} = -U_m \sin \omega t$	$\omega (L_1 + 2L_s) \frac{di_{MY2}}{d\omega t} =$ $= -U_m \sin \omega t$	$\omega \left[L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s \right] \times$ $\times \frac{di_{MY2}}{d\omega t} = -U_m \sin \omega t$
Исходное уравнение для определения тока i_1	$\omega \left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} + L_s \right) \frac{di_1}{d\omega t} =$ $= U_m \sin \omega t$	$\omega (0,5L_1 + L_s) \frac{di_1}{d\omega t} =$ $= U_m \sin \omega t$	$\omega \left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} + L_s \right) \frac{di_1}{d\omega t} =$ $= U_m \sin \omega t$

шением

$$L_1 \frac{di_{MY1}}{d\omega t} + L_2 \frac{di_{MY2}}{d\omega t} = 0. \quad (5)$$

Ток первичной обмотки трансформатора

$$i_1 = i_{MY1} - i_{MY2}. \quad (6)$$

В результате совместного решения (1а), (1г), (2а), (2в), (3), (5) и (6) можно получить исходное дифференциальное уравнение, определяющее ток i_{MY1} рабочей обмотки w_p . Чтобы аналогичным уравнением выразить ток i_1 первичной обмотки w_1 трансформатора, следует воспользоваться соотношениями (5) и (6). Так, после дифференцирования (6) и исключения тока i_{MY2} получим:

$$\frac{di_{MY1}}{d\omega t} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \frac{di_1}{d\omega t}. \quad (7)$$

Исходные соотношения, необходимые для нахождения законов изменения токов в рабочих обмотках w_p и напряжений на участках первичной цепи трансформатора для всех трех интервалов коммутации, сведены в табл. 1. В приведенных формулах приняты следующие обозначения:

$$L_s = L_{s1} + L'_{s2}, \quad L'_{s2} = k^2 L_{s2}; \quad (8a)$$

$$k = w_1/w_2; \quad (8б)$$

$$I_k = H_k l / w_p. \quad (8в)$$

В интервале режима коммутации $n\pi + \alpha \leq \omega t \leq n\pi + \gamma$ сердечники $MY1$ и $MY2$ работают на не-

насыщенных участках кривой намагничивания соответственно 2—3 и 2'—3'. Изменение магнитного состояния сердечника $MY2$ приводит к видоизменению предыдущего интервала коммутации (см. данные табл. 1). Вместо (5) имеем:

$$\frac{di_{MY1}}{d\omega t} + \frac{di_{MY2}}{d\omega t} = 0. \quad (9)$$

В соответствии с соотношениями (9) и (6) взаимосвязь производных токов i_{MY1} и i_1 характеризуется следующей формулой:

$$\frac{di_1}{d\omega t} = 2 \frac{di_{MY1}}{d\omega t}. \quad (10)$$

Завершается рассматриваемый интервал коммутации при $\omega t = \gamma$,

$$i_{MY1}(\gamma) = I_k - I_\phi \frac{w_y}{w_p}. \quad (11)$$

При $n\pi + \gamma \leq \omega t \leq n\pi + \delta$ сердечник $MY1$ насыщен, а $MY2$ — в ненасыщенном состоянии (участки 3—4 и 3'—4' на идеализированной кривой намагничивания рис. 2). Завершается режим коммутации при $\omega t = \delta$, когда $i_{MY2} = 0$.

В табл. 2 приведены законы изменения токов в рабочих обмотках $MY1$ и $MY2$ и в первичной обмотке трансформатора, а также напряжения на участках первичной цепи для всех интервалов ре-

жима коммутации. Эти формулы получены из решения исходных уравнений табл. 1.

Внекоммутационный режим работы выпрямительного моста. В этом режиме одновременно проводят ток два вентиля противоположных плеч выпрямительного моста и один из вентилях рабочих обмоток МУ. С учетом принятых допущений первичной и вторичной цепям трансформатора соответствуют следующие уравнения:

$$u + e_{MY1} + e_1 + e_{s1} = 0; \quad (12a)$$

$$i_1 = i_{MY1}, \quad i_{MY2} = 0, \quad e_{MY2} = 0; \quad (12b)$$

$$i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2 = i_0 \omega_1, \quad |i_2| = I_d; \quad (12b)$$

$$e_2 + e_{s2} = u_2, \quad u_2 = u_d. \quad (12r)$$

При рассмотрении рабочих процессов во внекоммутационном режиме сумму э. д. с. e_1 и e_{s1} удобно представить в следующем виде [Л. 1]:

$$e_1 + e_{s1} = -\frac{d\psi_1}{dt} = -L_{TP1} \frac{di_1}{dt} - M_{TP} \frac{di_2}{dt}, \quad (13)$$

где ψ_1 — полное потокосцепление, созданное как основным магнитным потоком, так и потоком рассеяния первичной обмотки; L_{TP1} — полная индуктивность первичной обмотки, соответствующая всему сцепленному с данной обмоткой потоку; M_{TP} — взаимная индуктивность обмоток ω_1 и ω_2 .

После подстановки значения э. д. с. e_{MY1} из табл. 1, а также формул (12b) и (13) в (12a) в соответствии с допущением о сглаженности тока нагрузки ($|i_2| = I_d$) для синусоидального напряжения источника получим:

$$\omega(L_2 + L_{TP1}) \frac{di_1}{d\omega t} = U_m \sin \omega t. \quad (14)$$

При $\omega t = \delta$ справедливо соотношение (3), откуда

$$i_1 = -\frac{i_2}{k} = (-1)^{1+n} \frac{I_d}{k}, \quad (15)$$

где n — номер полупериода напряжения источника.

Решение уравнения (14) при начальном условии (15) имеет следующий вид:

$$i_1 = i_{MY1} = \frac{U_m}{\omega(L_2 + L_{TP1})} (\cos \delta - \cos \omega t) + (-1)^{1+n} \frac{I_d}{k}. \quad (16)$$

При $\omega t = \pi$ ток i_1 достигает максимального значения:

$$I_{1max} = \frac{U_m}{\omega(L_2 + L_{TP1})} (1 + \cos \delta) + \frac{I_d}{k}. \quad (17)$$

Определив значение тока I_{1max} , возможно найти значения токов i_1 и i_{MY1} по формулам табл. 2.

Напряжения на участках первичной цепи трансформатора определяются следующими формулами:

$$u_{MY1} = \omega L_2 \frac{di_{MY1}}{d\omega t} = \frac{L_2}{L_2 + L_{TP1}} U_m \sin \omega t; \quad (18a)$$

$$u_1 = -(e_1 + e_{s1}) = L_{TP1} \frac{di_1}{dt} = \frac{L_{TP1}}{L_2 + L_{TP1}} U_m \sin \omega t. \quad (18b)$$

Для нахождения вторичного напряжения трансформатора воспользуемся представлением уравнения (12r) в следующем виде [Л. 1]:

$$u_2 = e_2 + e_{s2} = -L_{TP2} \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt}, \quad (19)$$

где L_{TP2} — полная индуктивность вторичной обмотки трансформатора.

В соответствии с допущением о сглаженности тока нагрузки из (16) и (19) запишем:

$$u_2 = -\frac{M_{TP1}}{L_2 + L_{TP1}} U_m \sin \omega t. \quad (20)$$

Знание законов изменения токов и напряжений на всех участках выпрямителя позволяет получить расчетные соотношения относительно средних значений напряжений, найти аналитическое выражение характеристики управления, коэффициенты усиления и др.

Расчетные соотношения выпрямителя. Среднее значение выпрямленного напряжения U_d в соответствии с уравнениями (26) и (20)

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\pi} |u_d| d\omega t = \frac{M_{TP}}{\pi(L_2 + L_{TP1})} U_m (1 + \cos \delta). \quad (20a)$$

Взаимная индуктивность трансформатора M_{TP} может быть выражена через индуктивность первичной обмотки L_{TP1} :

$$M_{TP} = \frac{L_{TP1}}{k}. \quad (21)$$

Тогда среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{L_{TP1}}{\pi(L_2 + L_{TP1})k} U_m (1 + \cos \delta). \quad (22)$$

Среднее значение напряжения на первичной обмотке трансформатора

$$U_{CP1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_1 d\omega t. \quad (23)$$

В результате подстановки значений u_1 из табл. 2 и (18b) в (23) получим:

$$U_{CP1} = \frac{L_s(L_1 + L_2)}{\pi[L_1L_2 + L_s(L_1 + L_2)]} U_m (1 - \cos \alpha + \cos \gamma - \cos \delta) + \frac{2L_s}{\pi(L_1 + 2L_s)} U_m (\cos \alpha - \cos \gamma) + \frac{L_{TP1}}{\pi(L_2 + L_{TP1})} U_m (1 + \cos \delta). \quad (24)$$

Среднее значение индуктивной составляющей падения напряжения U_{CPMY} на рабочей обмотке ω_p МУ

$$U_{CPMY} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_{MY1} d\omega t = \frac{L_1}{\pi \left[L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s \right]} \times \\ \times U_m (1 - \cos \alpha + \cos \gamma - \cos \delta) + \frac{L_1}{\pi(L_1 + 2L_s)} \times \\ \times U_m (\cos \alpha - \cos \gamma) + \frac{L_2}{\pi(L_2 + L_{TP1})} U_m (1 + \cos \delta). \quad (25)$$

В результате сложения (24) и (25) получим:

$$U_{CPMY} + U_{CP1} = \frac{2}{\pi} U_m. \quad (26)$$

Таким образом, среднее значение напряжения источника равно сумме средних значений напряже-

Таблица 2

Расчетные соотношения для интервалов режима коммутации

Токи, напряжения, э. д. с. рассеяния и косинус угла продолжительности интервала	Интервалы режима коммутации		
	$0 \leq \omega t \leq \alpha$	$\alpha \leq \omega t \leq \gamma$	$\gamma \leq \omega t \leq \delta$
Токи i_{My1} и i_{My2} рабочих обмоток w_p	$i_{My1} = \frac{U_m}{\omega \left[L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s \right]} \times (1 - \cos \omega t),$ $i_{My2} = - \frac{U_m}{\omega \left(L_2 + \frac{L_2 L_s}{L_1} + L_s \right)} \times (1 - \cos \omega t) + I_{1 \max}$	$i_{My1} = \frac{U_m}{\omega (L_1 + 2L_s)} (\cos \alpha - \cos \omega t) + \frac{U_m}{\omega \left[L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s \right]} \times (1 - \cos \alpha),$ $i_{My2} = \frac{U_m}{\omega (L_1 + 2L_s)} (\cos \omega t - \cos \alpha) + I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p}$	$i_{My1} = \frac{U_m}{\omega \left[L_2 + \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right) L_s \right]} \times (\cos \gamma - \cos \omega t) + I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p},$ $i_{My2} = \frac{U_m}{\omega \left[L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s \right]} \times (\cos \omega t - \cos \gamma) - \frac{U_m}{\omega (L_1 + 2L_s)} (\cos \alpha - \cos \gamma) + I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p}.$
Напряжения на рабочих обмотках w_p в ветвях вентилей B5 и B6	$u_{My1} = -e_{My1} = \frac{L_1}{L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s} \times U_m \sin \omega t,$ $u_{My2} = -e_{My2} = - \frac{L_2}{L_2 + \frac{L_2 L_s}{L_1} + L_s} U_m \sin \omega t$	$u_{My1} = \frac{L_1}{L_1 + 2L_s} U_m \sin \omega t,$ $u_{My2} = - \frac{L_1}{L_1 + 2L_s} U_m \sin \omega t$	$u_{My1} = \frac{L_2}{L_2 + \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right) L_s} \times U_m \sin \omega t,$ $u_{My2} = - \frac{L_2}{L_2 + \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right) L_s} \times U_m \sin \omega t$
Напряжение на первичной обмотке трансформатора	$u_1 = \frac{L_s (L_1 + L_2)}{L_1 L_2 + L_s (L_1 + L_2)} \times U_m \sin \omega t$	$u_1 = \frac{2L_s}{L_1 + 2L_s} U_m \sin \omega t$	$u_1 = \frac{(L_1 + L_2) L_s}{L_1 L_2 + (L_1 + L_2) L_s} \times U_m \sin \omega t$
Косинус угла продолжительности интервала коммутации	$\cos \alpha = 1 - \frac{\omega \left(L_2 + \frac{L_2 L_s}{L_1} + L_s \right)}{U_m} \times \left(I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} - I_k + I_{y \max} \right)$	$\cos \gamma = \frac{L_1 + 2L_s + \left(\frac{L_1}{L_2} - 1 \right) L_s \cos \alpha}{L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s} - \frac{\omega (L_1 + 2L_s)}{U_m} \left(I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \right)$	$\cos \delta = \frac{L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s}{L_1 + 2L_s} \times \cos \alpha + \left(1 - \frac{L_1}{L_2} \right) L_s \cos \gamma - \frac{\omega \left[L_1 + \left(\frac{L_1}{L_2} + 1 \right) L_s \right]}{U_m} \times \left(I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \right)$

ний на рабочей обмотке $\omega_p M_Y$ и первичной обмотке трансформатора ω_1 .

Характеристика управления выпрямителя $I_d = f(I_Y)$ может быть получена из (22), представив при этом напряжение U_d в следующем виде:

$$U_d = I_d R_d + E_d. \quad (27)$$

Значение косинуса угла δ наиболее удобно получить из i_{MY1} в интервале $n\pi + \gamma \leq \omega t \leq n\pi + \delta$ (табл. 2) при условии:

$$i_{MY1}(\delta) = I_d/k.$$

В результате совместного решения формул, определяющих $\cos \alpha$, $\cos \gamma$, $\cos \delta$ (табл. 2), и (17) получим:

$$\cos \delta = \frac{L_2 + L_{TP1} - L_s \left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right) - \omega(L_2 + 2L_s)(L_2 + L_{TP1}) \frac{I_d}{kU_m} - \frac{\omega(L_1 - L_2)(L_2 - L_{TP1})}{U_m} \left(I_k - I_Y \frac{\omega_Y}{\omega_p}\right)}{L_2 + L_{TP1} + L_s \left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right)} \quad (28)$$

После подстановки (27) и (28) в (22) получим:

$$I_d = \frac{2U_m + \omega(L_1 - L_2) \left(I_Y \frac{\omega_Y}{\omega_p} - I_k\right) - \frac{k\pi R_d}{L_{TP1}} \left[L_2 + L_{TP1} + L_s \left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right)\right] - \frac{k\pi E_d}{L_{TP1}} \left[L_2 + L_{TP1} + L_s \left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right)\right]}{\frac{\omega(L_2 + 2L_s)}{k}} \quad (29)$$

Характеристика управления $I_d = f(I_Y)$ определяется как параметрами источника (U_m , ω) и нагрузки (R_d , E_d), так и параметрами МУ (I_k , L_1 , L_2 , ω_Y , ω_p) и трансформатора (k , L_{TP1} , L_s). Многие из этих параметров оказывают существенное влияние на коэффициент усиления по току k_I , определяемый по выражению:

$$k_I = \frac{dI_d}{dI_Y} = \frac{\omega(L_1 - L_2)}{\frac{k\pi R_d}{L_{TP1}} \left[L_2 + L_{TP1} + L_s \left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right)\right] + \frac{\omega(L_2 + 2L_s)}{k} \frac{\omega_Y}{\omega_p}} \quad (30)$$

Минимальное значение тока нагрузки $I_{d \min}$ имеет место при исключении самоподмагничивания сердечников МУ, т. е. при

$$I_Y \omega_Y = -I_d \omega_p. \quad (31)$$

При этом условии из (29) получим:

$$I_{d \min} = \frac{2U_m - \omega(L_1 - L_2) I_k - \frac{k\pi E_d}{L_{TP1}} \times \left[L_2 + L_{TP1} + L_s \left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right)\right]}{\frac{\omega(L_2 + 2L_s)}{k} + \omega(L_1 - L_2)} \quad (32)$$

Характеристика управления с учетом петли гистерезиса. В случаях необходимости получения $I_d = f(I_Y)$ с высокой степенью точности следует пользоваться параметрами не кривой намагничивания сердечников МУ, а параметрами петли гистерезиса. При этом идеализированная петля гистерезиса может быть представлена параллелограммом, вершины углов которого смещены относительно осей координат [Л. 4 и 5]. Применение такой аппроксимации позволяет непосредственно воспользоваться аналитическим выражением характеристики управления (29) с заменой тока I_k на I'_k ,

$$I'_k = \frac{H'_k l}{\omega_p}, \quad (33)$$

где H'_k — напряженность магнитного поля, соответствующая точке пересечения вершины малой диагонали параллелограмма с осью абсцисс [Л. 5].

При аппроксимации петли гистерезиса параллелограммом индуктивности L_1 и L_2 должны вычисляться по следующим формулам:

$$L_1 = \frac{\omega_p^2 S}{l} \frac{B_k}{H_k - H_c}, \quad L_2 = \frac{\omega_p^2 S}{l} \frac{B_k - B'_k}{H_k - H'_k}, \quad (34)$$

где B'_k и B_k — магнитные индукции, соответствующие вершинам углов при большой и малой диагоналях.

Оценка влияния малых параметров. В исследуемом выпрямителе к малым параметрам могут быть отнесены индуктивность рабочих обмоток, соответствующая насыщенному участку кривой намагничивания или петли гистерезиса L_2 сердечников МУ и индуктивность рассеяния трансформатора L_s . Необходимо отметить, что в МУ, включаемых на входе трансформатора, величина индуктивности L_2 соизмерима с индуктивностью L_{TP1} .

Оценка влияния малых параметров производилась на выпрямителе с трансформатором типа ОСО-0,25, имеющим номинальное напряжение 220/36 в (в режиме холостого хода отношение э. д. с. составляет 230/38,4 в). На входе трансформатора был включен магнитный усилитель ТУМ А4-11-М с обмотками $\omega_p = 2400$, $\omega_Y = 1100$. Нагрузкой служили аккумуляторная батарея ($E_d = 13$ в) и индуктивная катушка ($R_d = 17$ ом). Для получения характеристики управления по формулам (29) и (32) были определены параметры трансформатора ОСО-0,25 из опыта короткого замыкания [Л. 1 и 6] и по величине коэффициента взаимной индукции [Л. 7]: $L_{TP1} = 1,4$ гн, $L_s = 20$ мгн. С целью оценки влияния величины индуктивности L_1 рабочих обмоток ω_p магнитного усилителя на характеристику управления расчет ее был выполнен для двух аппроксимаций ненасыщенного участка петли гистерезиса сердечников, выполненных из холоднокатаной стали Э310 (рис. 4): $B_k = 1,76$ тл, $H_k = 1,25 \cdot 10^2$ а/м и $H_c = 0,5 \cdot 10^2$ а/м (петля показана сплошными линиями) и $B_k = 1,78$ тл, $H_k = 2 \cdot 10^2$ а/м (петля показана штрих-пунктиром). При $S = 195$ мм², $l = 194,5$ мм этим двум аппроксимациям в соответствии с формулой (34) величины индуктивности L_1 соответствовали 136 гн и 68 гн, а токи I'_k , вычисленные по формуле (33), равнялись 2,025 ма и 8,1 ма. Магнитные свойства сердечни-

ков испытуемого МУ соответствовали аппроксимации, показанной сплошными линиями.

Для оценки влияния величины индуктивности L_2 на ток нагрузки были вычислены токи I_d в диапазоне $-I_{d\min} \leq I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \leq I_{k'}$ при $U=220$ в. На рис. 5 результаты вычислений представлены прямыми отрезками (сплошные — для $L_1=136$ гн, пунктирные — для $L_1=68$ гн). С этими прямыми совмещена также экспериментальная характеристика $I_d = f(I_y)$.

Существенное расхождение расчетных прямых с реальной характеристикой управления объясняется следующими причинами: недостаточно полным подавлением четных гармоник в цепи управления МУ, неучетом активных потерь в цепях МУ, трансформатора и выпрямителя и др. Из результатов сопоставления расчетных и экспериментальной характеристик следует, что величины кратности изменения тока I_d и коэффициента усиления k_I весьма существенно зависят от правильной аппроксимации кривой намагничивания (петли гистерезиса) сердечников МУ и главным образом их насыщенных участков. Расчетная прямая при $L_1=136$ гн и $L_2=0,2$ гн наиболее близка экспериментальной.

В трансформаторах индуктивность рассеяния L_s составляет лишь несколько процентов от индуктивности $L_{тр1}$, и поэтому ее влияние на ток нагрузки I_d практически незначительное. Чем больше величина индуктивности рабочих обмоток магнитного усилителя L_2 , тем меньшее влияние индуктивности L_s на ток I_d . Максимальное же влияние индуктивности L_s имеет место в случае $L_2=0$ (для приведенных выше характеристик и аппроксимаций магнитных свойств сердечников испытуемого МУ при учете L_s величина тока I_d ниже на 2—4% по сравнению с результатами вычислений, когда $L_s=0$; в случаях же $L_2 \neq 0$ разница в величинах тока I_d еще меньше).

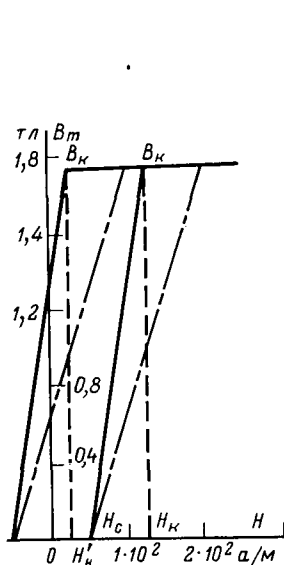


Рис. 4. Идеализированная петля гистерезиса стали Э310.

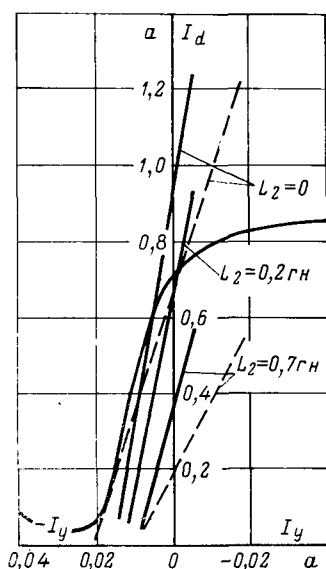


Рис. 5. Характеристика управления выпрямителя и расчетные значения тока нагрузки (сплошные и пунктирные прямые).

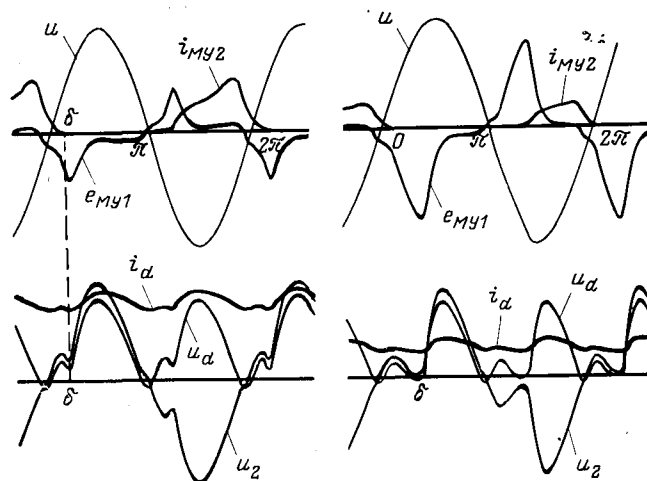


Рис. 6. Осциллограммы напряжений и токов выпрямителя. а — при $I_y=0$; б — при $I_y=-0,015$ а.

На рис. 6 приведены осциллограммы напряжений и токов при $I_y=0$ (рис. 6,а) и $I_y=-0,015$ а (рис. 6,б), иллюстрирующие работу выпрямителя, выполненного по схеме рис. 1. Реальные напряжения и токи выпрямителя близки по форме напряжениям и токам, соответствующим результатам анализа. Однако вследствие принятого допущения об отсутствии активных потерь в цепях МУ и трансформатора реальные значения косинуса угла δ значительно выше вычисленных величин по (28).

Выводы. 1. Представление кривой намагничивания сердечников МУ двумя наклонными прямыми или петли гистерезиса параллелограммом позволяет рассмотреть сущность работы выпрямителей с трансформаторами и получить для таких устройств необходимые расчетные соотношения.

2. Индуктивность рабочих обмоток МУ, соответствующая насыщенному участку кривой намагничивания, оказывает существенное влияние на кратность регулирования, на максимальную величину тока нагрузки, на коэффициент усиления и другие вследствие соизмеримости ее в электротехнических сталях с индуктивностью первичной обмотки трансформатора. Индуктивность же рассеяния трансформатора не вносит изменений в расчет.

3. Включение МУ в первичные цепи понижающих трансформаторов значительно расширяет возможности применения серийных маломощных МУ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины, ч. 1. М., «Энергия», 1964.
2. Толстов Ю. Г., Мосткова Г. П., Ковалев Ф. И. Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители. Изд. АН СССР, 1963.
3. Здрок А. Г., Салютин А. А. Системы самовозбуждения синхронных генераторов с магнитными усилителями. М., «Энергия», 1968.
4. Здрок А. Г., Салютин А. А., Иванов С. В. Учет гистерезиса в сердечниках магнитных усилителей из электротехнических сталей. — «Электротехника», 1971, № 8.
5. Салютин А. А. Магнитные усилители с активно-индуктивной нагрузкой и шунтирующим вентилем. — «Электричество», 1972, № 6.
6. Пиотровский Л. М., Васютинский С. Б., Несговорова Е. Д. Испытание электрических машин. М., Госэнергоиздат, 1960.
7. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. М., «Высшая школа», 1961.

Методы анализа статических преобразователей частоты для электротермии

ВАСИЛЬЕВ А. С.

Ленинград

Большой интерес к схемам статических преобразователей частоты (СПЧ) объясняется возросшей надежностью коммутирующих и генераторных приборов (управляемых вентилях и мощных генераторных ламп), что позволяет создавать промышленные установки в широком диапазоне частот и мощностей. Трудности натурных испытаний мощных установок, сжатые сроки их проектирования и ввода в эксплуатацию привели к необходимости разработки новых методов анализа всего класса этих преобразователей с минимумом допущений и с максимальным использованием возможности современной вычислительной техники.

Сложность аналитического исследования нелинейных систем, какими являются СПЧ на управляемых вентилях и генераторных лампах, привела к тому, что наиболее широкое распространение получили разностные методы и метод гармонического баланса. Разностные методы, основанные на допущении о существовании постоянных временных интервалов, в которых структура схемы повторяется, позволили исследовать переходные процессы в целом ряде схем [Л. 1] СПЧ на управляемых вентилях и получить рекуррентные соотношения для определения установившегося периодического режима. В том случае, когда анализ схемы позволял заранее определить характер входного воздействия, удавалось применить к разностным уравнениям аппарат частотного анализа линейных цепей и получить замкнутые аналитические выражения [Л. 2 и 3].

Метод гармонического баланса наиболее широко использовался при определении установившихся колебаний в схемах ламповых генераторов, он основывался на той или иной линеаризации ламповых характеристик и практически сводился к учету только 1-й гармоники [Л. 4 и 5].

Более точные методы — малого параметра, медленно меняющихся амплитуд [Л. 6], а также аппарат исследования нелинейных импульсных систем [Л. 7] — из-за сложности практически не применяются при расчете конкретных схем СПЧ.

Перечисленные методы, с помощью которых можно определить основные качественные особенности схем простейших преобразователей и ламповых генераторов, не учитывают весьма напряженных режимов работы управляемых вентилях и генераторных ламп в схемах СПЧ, поэтому являются совершенно недостаточными.

Представляется необходимым создать единый алгоритм анализа схем СПЧ, используя возможности ЭВМ с минимумом идеализации и учитывая при этом, что вычислительные методы решения начальных задач разработаны много лучше, чем методы решения краевых задач.

Рассмотрим динамику электромагнитных процессов в схемах СПЧ на управляемых вентилях. Общим признаком, определяющим особенности работы СПЧ, является наличие нелинейных переключателей

вентилей (кроме того, в установках индукционного нагрева для нагрева ферромагнитных деталей добавляется нелинейность нагрузки — индуктора с ферромагнетиком). Тип переключателя определяет нелинейный характер электромагнитных процессов в преобразователе. Основной структурной ячейкой, в которой в большинстве схем происходят процессы переключения, является преобразовательный мост. Он может находиться в трех состояниях, характеризующихся: проводимостью всех четырех плеч моста; проводимостью двух плеч моста; отсутствием проводимости во всех плечах моста.

Если отвлечься от нелинейности нагрузки, то в каждом из состояний преобразовательного моста вся схема преобразователя является чисто линейной. Значения переменных, которые входят в систему дифференциальных уравнений, описывающих схему преобразователя, образуют фазовое пространство. Фазовое пространство $(n+1)$ переменных $(y_1, y_2, \dots, y_n, t)$ где $y_1, \dots, y_n$ — переменные, определяющие при матричной системе записи линейную цепь, разделяется на ряд областей M_i поверхностими вида

$$K_i(y_1, y_2, \dots, y_n, t) = 0. \quad (1)$$

Это условие может быть названо условием переключения; оно определяет переход из одной области линейности кусочно-линейной системы в другую и может зависеть как от всех переменных или их линейной комбинации, так и от момента времени. В частном случае автоколебательных режимов условия переключения не являются функцией времени

$$K_i(y_1, \dots, y_n) = 0. \quad (2)$$

В отличие от релейных систем условия переключения для диодов и управляемых вентилях носят различный характер: переход через поверхность переключений, определяющую включение или выключение диода, как и для реле, возможен в обе стороны; для управляемых вентилях возможен переход через поверхность переключения только в одну сторону. Это определяет отсутствие непрерывности движения системы от параметра.

Следует отметить, что, хотя преобразовательный мост может находиться всего в трех состояниях, число областей линейности в периодических режимах может быть $i > 3$.

В каждой из областей линейности процессы в преобразователе описываются системой дифференциальных уравнений вида:

$$\frac{dy_k}{dt} = \sum_{\alpha=1}^n a_{k\alpha}^{(i)} y_{\alpha} + f_k^{(i)}(t) \quad (3)$$

или в матричной форме

$$\frac{dY}{dt} = A_i Y + F_i(t), \quad (4)$$

здесь A_i — матрица цепи в области линейности M_i .

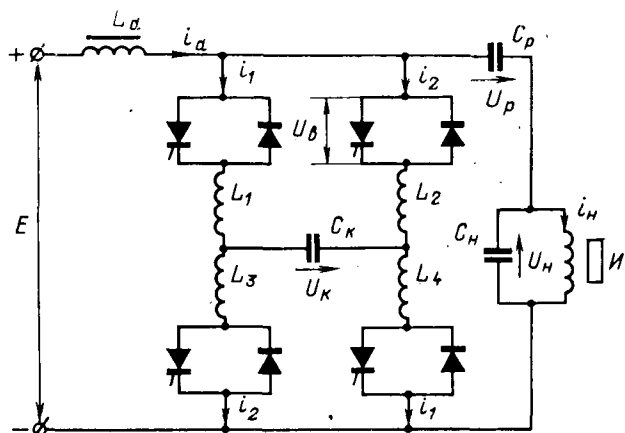


Рис. 1. Схема преобразователя с удвоением частоты с встречно-параллельными вентилями.

Для большинства случаев вектор внешних воздействий $F_i(t)$ не зависит от времени, и можно принять:

$$F_i(t) = D = \text{const}, \quad (5)$$

$$\frac{dY_i}{dt} = A_i Y + D. \quad (6)$$

На каждом интервале линейности решение (6) может быть записано в виде:

$$Y_i(t) = e^{A_i t} Y_0 + A_i^{-1} (e^{A_i t} - E) D, \quad (7)$$

где Y_0 — вектор переменных в начальный момент; E — единичная матрица.

Отсчет времени принят от нуля ($t_0 = 0$).

Пусть в момент $t_0 = 0$ вектор переменных имел значение Y_0 , а в момент t_i он достиг границ областей M_i и $M_{(i+1)}$, т. е. выполнилось условие

$$K_i(Y_i, t) = 0.$$

Дальнейшее движение системы будет происходить в области $M_{(i+1)}$, при этом в некоторых ветвях схемы появятся или наоборот исчезнут токи. Обычно этот факт трактуется как изменение размерности вектора переменных $Y(t)$, т. е. изменение эквивалентной схемы. В этом случае для однозначного определения движения в области $M_{(i+1)}$ необходимо задать значение вектора переменных справа и слева от границы переключения

$$Y(t_i + 0) = \Phi_i[Y(t_i - 0), t]. \quad (8)$$

Последнее представляет условие скачков, задание его необходимо как по причине различной размерности системы, так и из-за возможности переключения емкостей в большинстве преобразователей. В случае чисто автоколебательной системы условия скачков не зависят явно от времени

$$Y(t_i + 0) = \Phi_i[Y(t_i - 0)]. \quad (9)$$

Естественно, что для каждой границы, для каждого условия переключения условия скачков могут быть различны.

Такой подход вызван естественным желанием уменьшить порядок интегрируемой системы, однако он искусственно вносит в характеристику системы разрывные воздействия, хотя в реальном преобразователе токи в индуктивностях и напряжение на емкостях не имеют импульсных составляющих. Кроме того, такая трактовка процессов в системе

усложняет использование методов численного интегрирования, так как на поверхностях переключения условие Липшица может не выполняться.

Представляется правомерным также и подход, связанный с моделированием на ЦВМ целиком всей схемы преобразователя и введением специальных коммутрующих функций:

$$p_i = \begin{cases} 1, & \text{если } K_i(Y_i, t) \geq 0; \\ 0, & \text{если } K_i(Y_i, t) < 0, \end{cases} \quad (10)$$

импульсные производные которых в решении не участвуют. Система (6) при этом принимает вид:

$$\frac{dY}{dt} = APY + PD, \quad (11)$$

где P — матрица, на главной диагонали которой расположены коэффициенты p_i , определяемые условием (10).

Задание областей линейности M_i и соответствующих им матриц цепи A_i , задание условий переключения (1) и условий скачков (9) или коммутрующих функций (10), вообще говоря, позволяет по известному Y_0 найти значение вектора переменных в любой момент времени. В случае периодических режимов, какими являются установившиеся режимы в преобразователях частоты, вектор Y_0 не является известным и для окончательного определения режима приходится использовать условие периодичности

$$Y(t_0 + T) = Y(t_0) = Y_0. \quad (12)$$

Сложность анализа периодических режимов в преобразователях частоты заключается в нахождении временных интервалов $\Delta t_i = t_i - t_{(i-1)}$, определяющих пребывание системы в пределах той или иной области линейности.

Определение t_i связано с решением нелинейных систем, получаемых подстановкой (7) в (1), (9) и (12), что и является не только основным препятствием для получения результатов в виде аналитических выражений, но и серьезно усложняет сами вычисления, поскольку алгоритмы решения нелинейных систем разработаны недостаточно. (В то же время семейства корней, получаемых в результате решения нелинейных систем, позволяют определить в первую очередь качественную картину периодических режимов, что особенно важно в случае неединственности решения, и создание надежных алгоритмов решения таких систем является существенно необходимым.)

Трудность определения установившихся режимов как результата решения краевой задачи привела к необходимости их расчета как результата переходного процесса, при этом основная сложность связана с возможностью существования очень длительных переходных процессов. В таких случаях, когда целью расчета является получение именно данных установившегося режима, следует начинать расчет не с нулевыми начальными условиями и задаваться конечной величиной тока в самых больших реактивных элементах (обычно это входные реакторы и емкости фильтров). Приняв величины этих элементов много больше остальных элементов

схемы, можно свести задачу к расчету переходного процесса только в высокочастотной части схемы.

При составлении уравнений, описывающих режим схемы в переходном процессе, удобно использовать метод переменных состояния, позволяющий автоматически получить системы в форме (4), удобной для численного интегрирования [Л. 8]. Условия переключения и условия скачков определяются по (1) и (10) и превращаются в простые выражения относительно токов схемы.

В качестве примера приведем схему преобразователя с удвоением частоты со встречно-параллельными вентилями (до L_d не показан диод) [Л. 10].

Система дифференциальных уравнений в нормированном виде для схемы рис. 1 (где H — индуктор с нагрузкой) при линейной нагрузке:

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_p}{dt} &= (i_d k_d - i_1 k_1 - i_2 k_2) \frac{\pi}{a_2}; \\ \frac{du_H}{dt} &= (k_1 i_1 + k_2 i_2 + i_H - k_d i_d) \frac{\pi}{a_1}; \\ \frac{di_H}{dt} &= -\pi (\operatorname{tg} \varphi i_H - b_2 du_H); \\ \frac{di_d}{dt} &= (u_H - u_p - 1) b_1 \pi d k_d; \\ \frac{du_K}{dt} &= \pi (k_1 i_1 - k_2 i_2); \\ \frac{di_1}{dt} &= (u_p - u_K - u_H) \pi d k_1; \\ \frac{di_2}{dt} &= (u_p + u_K - u_H) \pi d k_2, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где

$$k_d = \begin{cases} 0, & i_d \leq 0; \\ 1, & i_d > 0 \vee (-1 - u_p + u_H) > 0; \end{cases}$$

$$k_1 = \begin{cases} 0, & i_1(t - h_j) < 0 \wedge i_1(t) > 0; \\ 1, & i_1(t) \neq 0 \vee t = 2(n-1) \frac{T}{2} \vee u_{B1} < 0; \end{cases}$$

$$k_2 = \begin{cases} 0, & i_2(t - h_j) < 0 \wedge i_2(t) > 0; \\ 1, & i_2(t) \neq 0 \vee t = [2(n-1) - 1] \frac{T}{2} \vee u_{B2} < 0; \end{cases}$$

коммутирующие функции k_d, k_1, k_2 позволяют провести математическое моделирование сразу для всех областей линейности данной системы; h_j — шаг интегрирования; n — номер полупериода.

Здесь все напряжения нормированы относительно напряжения выпрямителя E , а токи относительно базового тока

$$I_0 = E \omega_{\text{зад}} C_K;$$

$$d = 4\pi^2 m_0^2; m_0 = \frac{1}{\omega \sqrt{2LC_K}}; t = t' \frac{\pi}{\omega_{\text{зад}}};$$

$\omega_{\text{зад}} = \frac{2\pi}{T}$ — задающая частота; a_1, a_2, b_1, b_2 — относительные значения емкостей и индуктивностей;

u_{B1}, u_{B2} — напряжения на вентильях первого и второго плеч моста.

Подобные задачи решались на ЦВМ «Минск-22». Переходный процесс в инверторе с нагрузкой в виде колебательного контура в режимах, далеких от холостого хода и короткого замыкания, в зависимости от величины входного реактора длится 7—15 полупериодов (10—20 мин машинного времени). Решение, имеющее целью получить только характеристики установившегося режима (практически бесконечный входной реактор с начальным током), сходится на 10—20-м полупериодах. Если учесть, что данный алгоритм решения задачи как начальной с практическим произвольным заданием начальных условий позволяет анализировать всю гамму установившихся режимов работы преобразователя и пригоден для решения задач с непрерывными нелинейностями, то он вполне может конкурировать с алгоритмами решения установившихся режимов сложных схем преобразователей частоты, в которых задаются только отношения переменных состояний в моменты переключений.

Кроме того, решение задачи как начальной позволяет преодолеть трудности расчета параметров схемы с нелинейной ферромагнитной нагрузкой, описываемой системой дифференциальных уравнений в частных производных. Это важно не только для расчета установившегося режима, когда может быть предложен итерационный алгоритм, развитый в [Л. 9], но и для пусковых режимов. Анализ показывает, что даже при скачкообразном воздействии гармонически изменяющегося электрического поля на бесконечное полупространство с постоянными ρ и μ (случай ярко выраженного скин-эффекта) реакция полупространства отличается от реакции системы с эквивалентными сосредоточенными параметрами на первых 3—5 периодах. В такого рода пространственных задачах уравнения цепи входят в качестве краевого условия, и для решения их применимы обычные разностные методы.

Тот же путь может быть выбран и при расчете схем статических преобразователей, в которых коммутирующим прибором является электронная лампа. При выполнении положительной обратной связи и работе на колебательный контур эти схемы превращаются в обычную схему лампового генератора.

Так же, как в схемах статических преобразователей, нужно составить каноническую систему дифференциальных уравнений первого порядка вида (4), описывающих схему лампового генератора. В схемах ламповых генераторов часто встречаются некоторые особенности, не позволяющие ограничиться только методом переменных состояния. Эти особенности связаны с наличием замкнутых емкостных контуров или узлов, в которых сходятся более трех индуктивностей. В этом случае для получения канонической системы по-прежнему требуется решение линейной системы.

Чтобы избежать ненужного усложнения алгоритма при наличии запаса машинной памяти, можно рекомендовать введение дополнительных малых параметров: индуктивностей, включаемых последовательно с емкостями, и емкостей, параллельных индуктивностям, которые автоматически обеспечи-

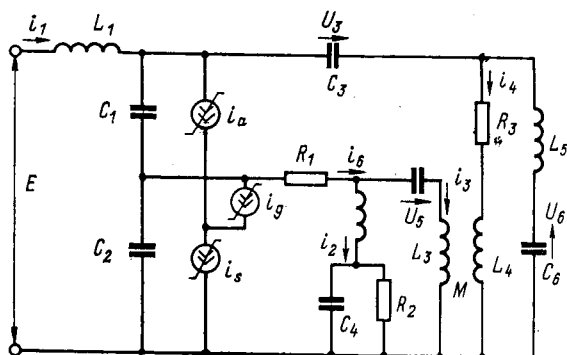


Рис. 2. Схема одноконтурного лампового генератора с индуктивной обратной связью.

вают составление канонической системы дифференциальных уравнений, увеличивая ее порядок. Появление быстрой осцилляции можно устранить введением активных сопротивлений последовательно с индуктивностью и параллельно с введенной емкостью так, чтобы активное сопротивление $R \geq 2\sqrt{L/C}$.

Центральным вопросом является при этом введение в систему вольт-амперных характеристик лампы. Многочисленные попытки аппроксимации ламповых характеристик показали, что учесть особенности токораспределения в генераторной лампе, имеющие решающее значение для ее энергетики, можно только с помощью системы сложных аппроксимирующих функций. Поэтому, учитывая изменение характеристик при переходе от одного типа лампы к другому и необходимость оценки разброса параметров лампы, самым целесообразным является табличное задание ламповых характеристик с линейной интерполяцией между точками. Объем такой двумерной таблицы составляет 150—200 точек, что не представляет трудностей для современных ЦВМ.

Решение переходного режима в ламповом генераторе не преследует целью получение полной информации о переходном процессе, а сводится к определению возникающих частот при выбранной схеме обратной связи. Для этого достаточно просчитать только 2—3 периода основной частоты. Если при этом будут получаться разные частоты, то следует предусмотреть вариацию вектора начальных условий и решить вопрос о целесообразности выбранной схемы. Затем в целях сокращения машинного времени следует задать вектор начальных условий таким, чтобы токи и напряжения на элементах схемы были большими, чем ожидаемые в установившемся режиме, ибо в этом случае согласно [Л. 6] процесс установления происходит быстрее, чем при движении от малых амплитуд к большим.

Интегрирование системы целесообразно вести с постоянным шагом, предусмотрев несколько вариантов шагов:

$$h_1 \text{ при } i_a, i_g > 0 \text{ и } h_2 \text{ при } i_a, i_g = 0; h_2 > h_1.$$

Для примера приведем систему уравнений, описывающую одноконтурную схему лампового автогенератора (рис. 2), собранного на лампе ГУ-23А,

с трансформаторной обратной связью:

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= (E - u_1 - u_2) \frac{1}{L_1}; \\ \frac{di_2}{dt} &= [u_2 - u_4 - R_1(i_2 + i_3)] \frac{1}{L_2}; \\ \frac{di_3}{dt} &= [-u_1 + (2M - 1)u_2 + 2Mu_3 + u_5 + R_1(i_2 + i_3) - 2MR_3i_4] \frac{1}{M^2 - L_4L_3}; \\ \frac{di_4}{dt} &= \left[-u_1 + \left(\frac{M}{L_3} - 1 \right) u_2 + u_3 - \frac{L_1}{L_3} u_5 - \frac{L_1}{L_3} R_1(i_2 + i_3) + R_3i_4 \right] \frac{1}{M^2 - L_4L_3}; \\ \frac{di_5}{dt} &= (-u_1 - u_2 + u_3 - u_6) \frac{1}{L_5}; \\ \frac{du_1}{dt} &= (i_1 - i_4 - i_5 - i_a) \frac{1}{C_1}; \\ \frac{du_2}{dt} &= (i_1 - i_2 - i_4 - i_3 - i_5 - i_a - i_g) \frac{1}{C_2}; \\ \frac{du_3}{dt} &= (i_4 - i_5) \frac{1}{C_3}; \\ \frac{du_4}{dt} &= \left(i_2 - \frac{u_4}{R_2} \right) \frac{1}{C_4}; \\ \frac{du_5}{dt} &= i_3 \frac{1}{C_5}; \quad \frac{du_6}{dt} = i_5 \frac{1}{C_6}, \\ i_a &= f_1(e_a, e_g), \quad e_a = u_1 + u_2; \quad i_g = f_2(e_a, e_g), \quad e_g = u_2. \end{aligned} \quad (14)$$

Учитывая абсолютные значения ламповых характеристик, расчет целесообразно вести не вводя относительные единицы.

В заключение следует заметить, что, хотя современные численные методы позволяют практически полностью решить проблему анализа схем статических преобразователей частоты, вопрос о синтезе схем преобразователей по-прежнему остается открытым.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васильев А. С., Слухоцкий А. Е. Ионные и электронные инверторы высокой частоты. М., Госэнергоиздат, 1961.
2. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., «Наука», 1961.
3. Слухоцкий А. Е., Царевский В. В. Анализ характеристик инвертора с встречно-параллельными вентилями. — «Электричество», 1970, № 12.
4. Дробов С. А. Радиопередающие устройства. М., Воениздат, 1954.
5. Донской А. В., Рамм Г. С., Вигдорович Ю. Б. Электротермические установки с ламповыми генераторами. М., Госэнергоиздат, 1954.
6. Андронов А. А., Хайкин С. Э., Витт А. А. Теория колебаний. М., Физматгиз, 1958.
7. Цыпкин Я. З., Попков Ю. С. Теория нелинейных импульсных систем. М., «Наука», 1973.
8. Ильин В. И. Машинное проектирование электронных схем. М., «Энергия», 1972.
9. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М., Госэнергоиздат, 1949.
10. Слухоцкий А. Е. и др. Новые схемы однофазных инверторов для электротермии. — «Электричество», 1970, № 1.

Вероятностные характеристики пульсаций тока мощных дуговых электропечей

СМЕЛЯНСКИЙ М. Я., МИНЕЕВ Р. В., МИХЕЕВ А. П.

Электрические процессы в дуговых электрических печах носят случайный характер и вызываются следующими факторами: изменением ионизации дугового промежутка при плавлении и испарении шихты, перемещениями шихты, движением металла и шлака, колебаниями температуры и изменениями химического состава металла и шлака, движениями дуги под действием электромагнитных сил, ее перебросами вследствие изменения напряженности электрического поля как на выступах скрапа, так и на выступах неравномерно обгорающего электрода, колебаниями напряжения питающей сети во всех фазах, упругими колебаниями электродов и др.

Учет большого числа случайных факторов, действующих на ток дуговой сталеплавильной печи (ДСП), делает практически невозможным использование детерминистских методов исследования пульсаций тока и требует использования вероятностного подхода. Следует отметить, что отечественные работы [Л. 1—3] базируются на исследованиях дуговых сталеплавильных печей малой емкости (3—5 т). В статье приведены результаты исследований дуговых сталеплавильных печей емкостью 20, 100 и 200 т, а также контрольных исследований печей емкостью 5 т (для сравнения).

Определение статистических характеристик нестационарности работы дуговых электрических печей имеет достаточно важное прикладное значение, так как, во-первых, характеризует (контролирует) сам технологический процесс, протекающий в электропечи, во-вторых, необходимо для создания систем автоматического регулирования и построения оптимального регулятора (законы построения отдельных звеньев последнего должны соответствовать статистической картине пульсаций тока ДСП). Кроме того, значение статистических характеристик важно при анализе влияния работы дуговых сталеплавильных печей на электрические сети: при расчетах потерь и колебаний напряжения проектируемой сети электроснабжения [Л. 5], введения ограничений по предельно допустимым соотношениям мощности ДСП и мощности короткого замыкания сети (выбор оптимальной точки подключения печи), а также при расчете в случае необходимости каких-либо компенсирующих устройств и выборе места их установки.

Процесс плавки в дуговой сталеплавильной печи [Л. 4] состоит в общем случае из трех характерных периодов: расплавления, окисления и восстановления (рафинирования). Наиболее сильные и частые колебания токов происходят в период расплавления твердой шихты. Пульсации токов в отдельных фазах при этом возникают неравномерно, что приводит к несимметрии нагрузки и свидетельствует о преобладании однофазных бросков тока. Анализ полученных регистрограмм показал, что период расплавления в целом не является однородным. В нем было выделено шесть характерных участков, в связи с чем и производился отбор статистических проб: начало расплавления на высшей ступени на-

пряжения; середина проплавления «колодцев»; расплавление после подвалки шихты; начало проплавления «колодцев» после каждого поворота ванны (для печей большой емкости 100 и 200 т); размывание «колодца»; окончание расплавления. Серия экспериментов включала исследования режимов около 60 плавов, на базе которых было просчитано 78 задач по наиболее характерным участкам.

Процесс колебания токов отдельных фаз дуговых сталеплавильных печей складывается из перечисленных выше независимых случайных возмущений, поступающих как от исследуемой фазы, так и от соседних фаз печи. В связи с достаточно налаженной работой автоматических регуляторов дуговых печей допустимо принять, что ни одно из возмущений не имеет преобладающего значения перед другими, и согласно центральной предельной теореме закон распределения колебаний близок к нормальному. Сразу оговоримся, что в дальнейшем такая проверка проводилась с применением критерия Колмогорова и выявлялась степень отклонения. Она колебалась от 0,95 (в 90% случаев) до 0,9—0,85 (в 4% случаев).

Все исследованные дуговые сталеплавильные печи оборудованы автоматическими регуляторами, в частности, наиболее мощные ДСП-200 — тиристорными регуляторами мощности типа АРДМ-Т-12, имеющими следующие динамические характеристики: время разгона двигателя до установившейся скорости 0,2—0,6 сек, время торможения (противовключением до полной остановки электрода) 0,2—0,3 сек, время реверса 0,6—0,7 сек; величина зоны нечувствительности по току может быть настроена в диапазоне 1 ÷ 30%.

Несмотря на то, что современные САР характеризуются коротким временем срабатывания и высокими скоростями, время релаксационных процессов в дуге несоизмеримо меньше, поэтому автоматические регуляторы могут смягчать пульсации тока лишь в определенной мере.

Случайный процесс пульсаций токов ДСП в целом за рассматриваемый период не является стационарным, так как по ходу процесса происходило постепенное изменение состояния расплавляемой загрузки и самих условий горения дуг, а также ступенчато изменялись мощность и напряжение на электродах и наблюдались различные переходные процессы, связанные с коммутационными операциями на печной установке. Исходя из этого, процесс разлагался на отдельные стационарные участки длительностью 2—5 мин, на которых не происходило существенного изменения средних значений токов и размахов колебаний. При этом было отмечено, что на характерных участках периодов расплавления процессы при различных плавках протекали в среднем однородно. Это обеспечивалось стабильностью характеристик систем автоматического регулирования и неизменностью свойств материалов футеровки печей, отлаженностью технологического

Таблица 1

Печь	Длина отрезка реализации T_0 , сек	Общее число нулей на отрезке n	Среднее число нулей n_0 , 1/сек	Длительность реализации T , сек (мин)		
				$\eta_D=0,05$	$\eta_D=0,075$	$\eta_D=0,1$
ДСП-20	32	60	1,88	426(7,09)	189(3,16)	106(1,77)
ДСП-100	42	72	1,85	432(7,21)	192(3,20)	103(1,80)
ДСП-200	42	66	1,57	508(8,49)	226(3,78)	127(2,12)

где T — длина реализации в секунду; n_0 — среднее число нулей за единицу времени (число пересечений пульсациями линии их математического ожидания), 1/сек; $\eta_D = \sigma_D/D_I = \sigma_R(0)/D_I$ — относительная среднеквадратичная погрешность вычисления корреляционной функции при $\tau=0$; D_I — дисперсия колебаний тока.

В качестве примера рассмотрим выбор длин реализации процесса колебаний тока для печей ДСП-20, ДСП-100 и ДСП-200, записанных в период проплавания «колодцев» (табл. 1).

Длительность реализаций при всех статистических пробах была принята одинаковой и составляла 180 сек (3 мин). Статистическая обработка производилась на ЦВМ, при этом непрерывно записанные процессы пульсаций тока дуговых электропечей заменялись цифровыми случайными последовательностями с постоянным шагом квантования, по времени равным

$$\Delta t \leq \frac{2}{\pi n_0} \sqrt{2\eta_D}, \quad (5)$$

где η_D — максимальная относительная погрешность описания нормированной корреляционной функции при дискретизации процесса.

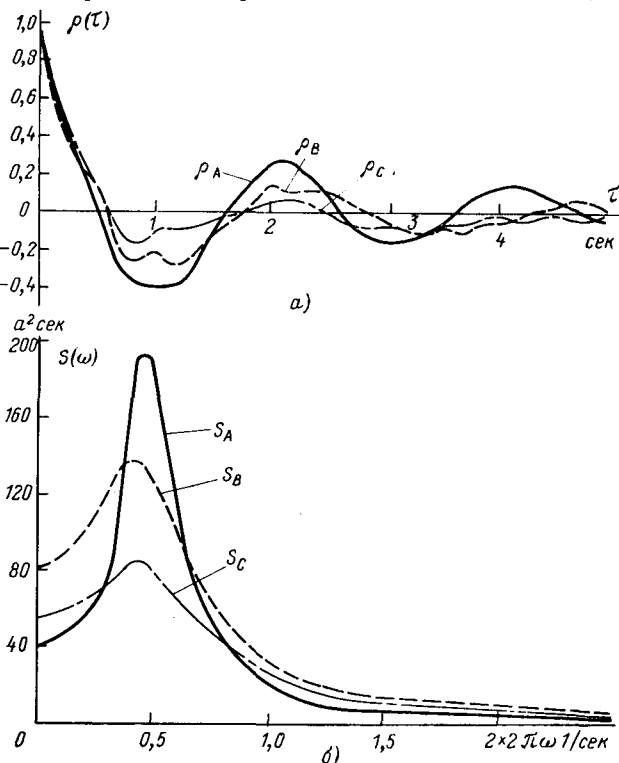


Рис. 2. Корреляционные функции (а) и спектральные плотности (б) пульсации токов фаз печи ДСП-100 в период проплавания «колодцев».

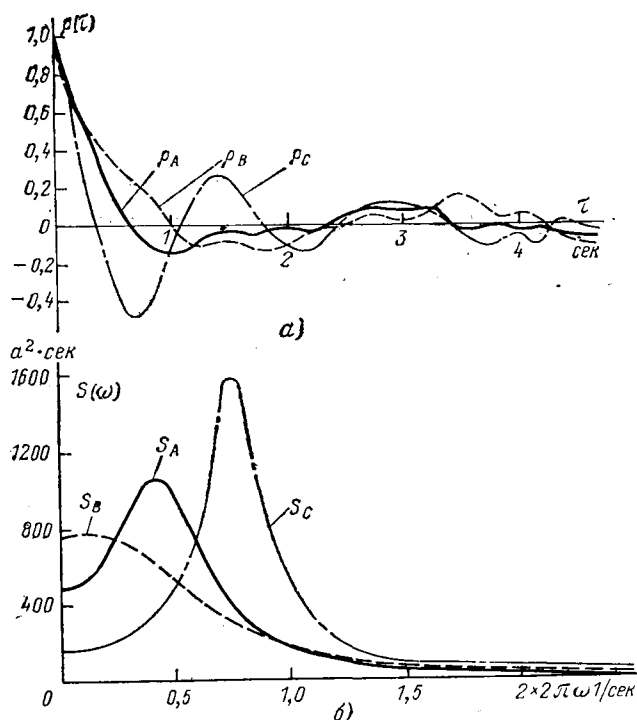


Рис. 1. Корреляционные функции (а) и спектральные плотности (б) пульсации токов фаз печи ДСП-20 в период проплавания «колодцев».

процесса и однородностью состава шихты для получаемых марок стали.

Указанные обстоятельства, а также вид полученных корреляционных функций токов дуговых сталеплавильных печей (см. рис. 1, 2, 3) дают основание считать, что стационарные процессы колебания токов дуговых электропечей обладают эргодическим свойством. Действительно, кривые постепенно затухают, что является с математической точки зрения достаточным условием эргодичности. В свою очередь, свойства эргодичности позволяют определять статистические характеристики по достаточно ограниченному количеству реализаций. На основании эргодической теоремы производилась оценка среднего тока:

$$\bar{I} = m^*_I = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt \quad (1)$$

и автокорреляционной функции

$$R^*_I(\tau) = \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} [I(t) - \bar{I}] [I(t+\tau) - \bar{I}] dt, \quad (2)$$

где $I(t)$ — непрерывно записанная реализация тока; T — длительность реализации; τ — временной сдвиг при вычислении значения корреляционной функции.

Дисперсия колебаний тока

$$D^*_I = \sigma_I^2 = R^*_I(0) = \frac{1}{T} \int_0^T [I(t) - \bar{I}]^2 dt. \quad (3)$$

Длина реализации вычислялась по формуле:

$$T = \frac{2}{n_0 \eta_D^2}, \quad (4)$$

Для различных электропечей шаг квантования получился равным:

Печи	ДСП-20	ДСП-100	ДСП-200
$n_0, 1/\text{сек}$	1,88	1,85	1,57
$\Delta t, \text{сек}$	0,152	0,154	0,182

и был принят

$$\Delta t = 0,167 \text{ сек},$$

что хорошо согласуется с выражением (5), при этом число точек дискретной последовательности

$$n = \frac{T}{\Delta t} = 1080.$$

Для расквантованного по времени процесса пульсаций токов ДСП приведенные выше интегралы заменялись суммами, и после применения формулы прямоугольников производился машинный счет по каждой фазе. Результаты вычислений $\bar{I}$, D_I^* , σ_I^* для печей различной мощности и емкости затабулированы (см. пример для ДСП-200 в табл. 2).

Спектральная плотность процесса, характеризующая частотный состав пульсации, определялась с помощью преобразования Фурье:

$$S_I^*(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_I^*(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (6)$$

или с учетом четности $R_I^*(\tau)$

$$S_I^*(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} R_I^*(\tau) \cos \omega\tau d\tau, \quad (7)$$

где $S_I^*(\omega)$ — оценка спектральной плотности;

$R_I^*(\tau)$ — оценка корреляционной функции.

Приведенный интеграл также заменялся суммой. При этом для сокращения объема расчетов и

Таблица 2

Участок периода расплавления	Статистические параметры							
	I, a	$I/I_n, \%$	$D^* I, a^2$	$\sigma^* I, a$	$\sigma^* I/I_n, \%$	$\alpha, 1/\text{сек}$	$\omega_0, 1/\text{сек}$	$f_0, \text{гц}$
Про- плав- ление первых колодцев	705	94,9	9 520	89,6	12,0	3,03	6,60	1,05
	742,2	99,9	17 720	133,2	17,9	2,93	6,594	1,05
	749,4	100,9	22 840	151,2	20,3	2,60	4,81	0,77
После первого поворота ванны	651,4	89,0	30 240	174,0	23,4	1,685	3,77	0,60
	555,2	74,7	37 248	193,0	26,0	1,19	3,77	0,60
	653,0	87,9	42 240	206,0	27,7	0,612	3,14	0,50
После второго поворота ванны	704,6	94,8	22 800	151,0	20,3	1,476	5,23	0,83
	675,2	90,9	19 800	138,6	18,7	1,536	5,65	0,90
	679,4	91,4	44 600	211,2	28,4	1,259	6,14	0,98
Обвалы шихты	655,6	88,2	18 560	136,2	18,3	4,618	4,40	0,70
	600,6	80,8	40 720	201,8	27,2	1,52	4,11	0,75
	634,6	85,4	30 160	173,6	23,4	2,236	4,10	0,70
После подвалки шихты	641,0	86,2	31 840	178,4	24,0	3,08	6,28	1,00
	596,0	80,2	52 280	228,6	30,8	1,51	5,02	0,92
	643,0	85,3	36 962	192,0	25,9	1,43	2,30	0,37
Окончание расплавления	663,0	89,2	5 440	73,4	9,9	2,548	1,25	0,20
	675,8	90,9	10 530	102,6	13,8	2,899	1,57	0,25
	623,6	83,9	23 440	153,0	20,6	4,34	1,26	0,20

Примечание. Три значения каждого статистического параметра для различных участков периода расплавления соответствуют фазам А, В, С.

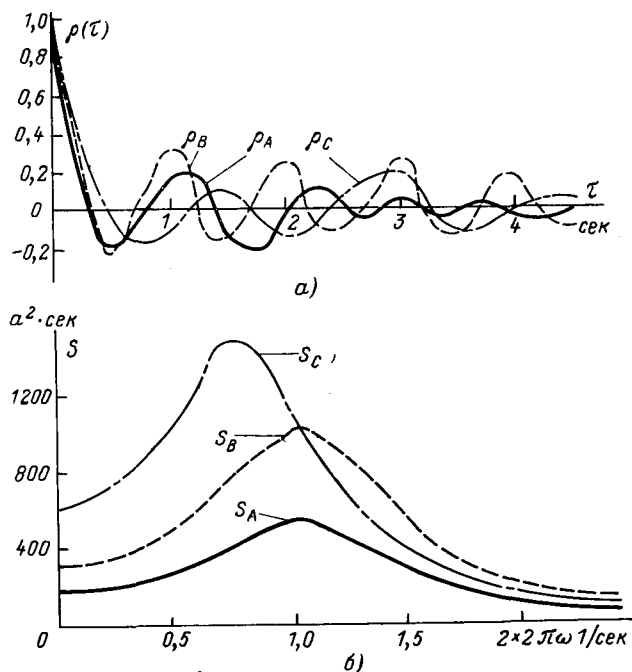


Рис. 3. Корреляционные функции (а) и спектральные плотности (б) пульсации токов фаз печи ДСП-200 в период проплав-
ления «колодцев».

использования на ЦВМ одних и тех же входных данных суммирование производилось через те же промежутки времени $\Delta t = 0,167 \text{ сек}$.

Для уменьшения погрешности определения спектральной плотности, возникающей при увеличении временного сдвига $\tau (m\Delta t)$, были использованы усечение корреляционной функции и умножение ее на весовую функцию Бартлетта. На рис. 1, 2, 3 в качестве примера изображены результаты машинной обработки одной из комплекса статистических проб.

С учетом данных табл. 2 можно провести некоторые усреднения по фазам. Однако из таблицы легко увидеть наличие дикой, средней и мертвой фаз в соответствии с физикой явлений, происходящих в трехфазной дуговой печи, что, на наш взгляд, является существенным.

В ряде случаев вследствие несогласованности законов колебания нагрузки печи и свойств САР могут появиться низкочастотные пульсации тока (частоты до 0,5 гц). В частности, анализ большого числа кривых спектральных плотностей показал, что принятая в настоящее время на ДСП установившаяся скорость исполнительного механизма перемещения электродов близка к оптимальной с точки зрения минимума времени регулирования при отработке сигнала типа «короткое замыкание», однако те же характеристики говорят за то, что с целью снижения пульсаций тока целесообразно уменьшать скорость перемещения электродов до 0,3 м/мин. В случае обвалов шихты скорость перемещения должна быть максимально возможной, т. е. допустима форсировка двигателя.

Взаимные корреляционные функции, устанавливающие степень связи между пульсациями токов отдельных фаз, оценивались в соответствии с выра-

жениями:

для $\tau > 0$

$$R_{xy}^*(\tau) = \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} [I_x(t) - \bar{I}_x][I_y(t+\tau) - \bar{I}_y] dt; \quad (8)$$

для $\tau < 0$

$$R_{xy}^*(-\tau) = \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} [I_y(t) - \bar{I}_y][I_x(t+\tau) - \bar{I}_x] dt. \quad (9)$$

После замены непрерывно записанных пульсаций токов различных фаз дискретными случайными последовательностями и вычисления на ЦВМ были построены взаимные корреляционные функции для всех участков периода расплавления печей ДСП-20, ДСП-100, ДСП-200, на которых брались статистические пробы. При этом каждый участок имел три варианта взаимных корреляционных функций

$$\rho_{AB}^*(\tau), \rho_{AC}^*(\tau) \text{ и } \rho_{BC}^*(\tau).$$

Пример по одной статистической пробе, взятой из набора нормированных взаимных корреляционных функций, дан на рис. 4.

Результаты исследований были аппроксимированы для корреляционной функции с помощью вы-

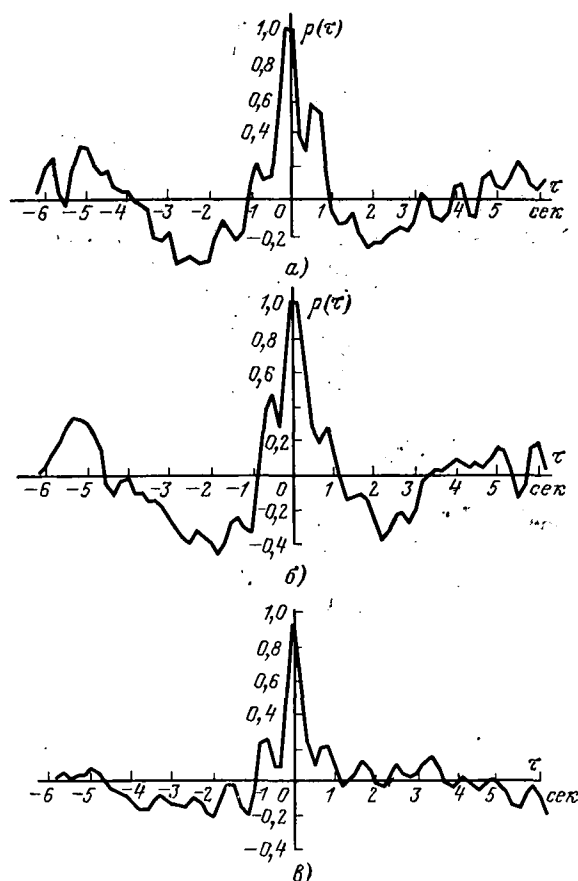


Рис. 4. Взаимные корреляционные функции пульсации токов всех фаз печи ДСП-200 в конце периода расплавления.
а — АВ; б — ВС; в — АС.

ражения:

$$\rho_I(\tau) = e^{-\alpha|\tau|} \cos \omega_0 \tau,$$

где α — коэффициент затухания корреляции, 1/сек; ω_0 — несущая частота, 1/сек.

Чтобы избежать громоздких преобразований экспоненциально-косинусных функций, для нахождения параметров α и ω_0 был использован метод наименьших квадратов в сочетании с методом последовательных приближений. Пример расчета параметров α и ω_0 для ДСП-200 приведен в табл. 2.

При экспоненциально-косинусных функциях подходящим аппроксимирующим выражением для полученных спектральных плотностей является выражение вида:

$$S_I(\omega) = \frac{D_I^* \alpha}{\pi} \frac{\alpha^2 + \omega_0^2 + \omega^2}{\omega^4 + 2\omega^2(\alpha^2 - \omega_0^2) + (\alpha^2 + \omega_0^2)^2}, \quad (10)$$

где D_I^* — оценка дисперсии колебаний тока.

Из табл. 2 видно, что в большинстве случаев мы имели соотношение $\alpha/\omega_0 < 1$, т. е. случайный процесс пульсаций токов дуговых сталеплавильных печей по несущей частоте являлся узкополосным, поэтому спектральная плотность была аппроксимирована более простым выражением:

$$S_I(\omega) \approx \frac{D_I^*}{2\pi} \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega - \omega_0)^2}. \quad (11)$$

В заключение отметим, что данные контрольных экспериментов на ДСП малой емкости несущественно отличались от данных, полученных другими исследователями ранее, однако они были учтены при формулировке общих выводов.

Выводы. 1. Для выявления основных вероятностных характеристик пульсаций тока мощных дуговых печей в наиболее тяжелый период (период расплавления) достаточной является выборка 5—11 участков в зависимости от емкости печи, взятых в следующие наиболее характерные моменты: начало расплавления на высшей ступени напряжения; середина проплавления «колодцев»; после подвалки шихты; начало проплавления «колодцев» после каждого поворота ванны (для печей 100 и 200 т); размывание «колодцев»; окончание расплавления.

2. Относительная величина максимальной дисперсии с увеличением емкости печи уменьшается.

3. Максимум в частотном спектре пульсаций тока с увеличением емкости ДСП смещается в сторону увеличения частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеев С. В., Трейвас В. Г. Влияние дуговых сталеплавильных печей на нагрузку и качество напряжения промышленных электрических сетей.—В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. М., «Энергия», 1968.
2. Куренный Э. Г. Основы расчета электрической нагрузки группы дуговых электропечей.—«Электричество», 1970, № 6.
3. Соколов А. Н., Галкин М. Ф., Кроль Ю. С. Исследование метода косвенного контроля отдельных моментов технологического процесса электроплавки стали.—«Электротермия», 1969, вып. 82.
4. Свенчанский А. Д., Смелянский М. Я. Электрические промышленные печи, ч. II. М., «Энергия», 1970.
5. Каялов Г. М., Куренный Э. Г. Основы расчета колебаний нагрузок в электрических сетях.—«Электричество», 1967, № 2.

Периодичность повторения обмоточных коэффициентов трехфазных обмоток

Канд. техн. наук, доц. ДУЛЬКИН А. И.

Москва

Постановка вопроса. В ряде расчетов электрических машин требуется знать, как взаимно ориентированы некоторая основная и зубцовые по отношению к ней гармонические н. с. обмотки переменного тока. Как известно, об этом можно судить по знаку отношения обмоточных коэффициентов для этих гармонических. Знание знака отношения обмоточных коэффициентов для любых двух зубцовых гармонических, а следовательно, и периодичности его повторения, т. е. разности порядковых номеров ближайших гармонических, для которых обмотка имеет одинаковые по величине и знаку обмоточные коэффициенты, может позволить в ряде случаев избежать расчета обмоточных коэффициентов или же быстро контролировать результаты такого расчета.

В качестве примеров расчетов, когда требуется знание знака отношения обмоточных коэффициентов для зубцовых гармонических н. с., можно назвать определение дифференциального рассеяния обмоток с учетом открытых пазов, расчет токов в демпферной обмотке синхронной машины в синхронном режиме.

Периодичность повторения обмоточных коэффициентов по величине определена, как известно, давно [Л. 1 и 2], однако вопрос о периодичности повторения обмоточных коэффициентов по величине и знаку не получил общего решения, хотя и рассматривался некоторыми исследователями. Статья посвящена выявлению этой периодичности для трехфазных двухслойных и однослойных обмоток с целым и дробным числом q пазов на полюс и фазу и шестидесятиградусной фазной зоной (при максимальном распределении). Под обмоточным коэффициентом k_0 понимается, как обычно, произведение коэффициента распределения k_p и коэффициента укорочения шага k_y .

Для общности анализа обмоток с целым и дробным числом условимся рассматривать одну повторяющуюся часть обмотки или (по терминологии [Л. 3]) первоначальную обмотку, которой соответствует повторяющаяся часть кривой н. с. полной обмотки. Число зубцов z , число катушек N и число пар полюсов p первоначальной обмотки могут быть определены в результате деления соответствующих чисел, характеризующих полную обмотку, на общий наибольший делитель числа катушек и числа пар полюсов полной обмотки.

Порядок ν гармонических будем определять по отношению к низшей гармонической (принимаемой за первую) с периодом, равным длине дуги, соответствующей одной первоначальной обмотке, т. е. при целом числе q , как обычно, по отношению к гармонической с периодом, равным 2τ (τ — полюсное деление); при дробном числе q , когда число катушек на полюс и фазу $q_N = N/6p = b_N/c_N$, где b_N и c_N — взаимно простые числа (в случае двухслойной обмотки $q_N = q$), при четном c_N — по отношению к гармонической с периодом $c_N\tau$, при нечетном c_N — по отношению к гармонической с периодом $2c_N\tau$.

Под основной гармонической н. с. будем понимать любую гармоническую н. с.; ее порядок обозначим ν ; в общем случае $\nu \neq p$. Под зубцовой (по отношению к основной) будем понимать гармоническую с порядковым номером $\nu_z = kz \pm \nu$, где k принимает такие положительные и отрицательные значения, при которых ν_z остается положительным числом.

Число z определяет периодичность изменения обмоточного коэффициента по величине.

Искомую периодичность изменения обмоточного коэффициента по величине и знаку можно установить, выяснив совпадающую с ней периодичность изменения знака отношения обмоточных коэффициентов для основной и зубцовой гармонических, который обычно и представляет практический интерес.

Периодичность повторения коэффициентов распределения обмотки. Обмотки с целым числом q_N . Коэффициенты распределения обмотки для основной (ν -й) и зубцовой (порядка $kz \pm \nu$) гармонических равны:

$$k_{p\nu} = \frac{\sin \nu \frac{\pi}{6}}{q \sin \nu \frac{\pi}{6q}};$$

$$k_{p(kz \pm \nu)} = \frac{\sin (kz \pm \nu) \frac{\pi}{6}}{q \sin (kz \pm \nu) \frac{\pi}{6q}}.$$

[Здесь и далее верхнему (нижнему) знаку (плюс или минус) в левой части равенства соответствует верхний (нижний) знак в правой части равенства.]

Анализ этих выражений показывает, что

$$\frac{k_{p(kz \pm \nu)}}{k_{p\nu}} = \begin{cases} +1 & \text{при } q - \text{нечетном или } k - \text{четном;} \\ -1 & \text{при } q - \text{четном и } k - \text{нечетном (одно-} \\ & \text{временно).} \end{cases}$$

Обмотки с дробным числом q_N . c_N — четное число. Коэффициенты распределения для основной и зубцовой гармонических [Л. 4]:

$$k_{p\nu} = \frac{\cos \nu R \frac{\pi}{3}}{b_N \cos \frac{\nu R}{b_N} \frac{\pi}{3}};$$

$$k_{p(kz \pm \nu)} = \frac{\cos (kz \pm \nu) R \frac{\pi}{3}}{b_N \cos (kz \pm \nu) \frac{R}{b_N} \frac{\pi}{3}},$$

где $R = \frac{3Lb_N + 1}{c_N}$; L — такое наименьшее целое число, при котором R также целое число.

В рассматриваемом случае b_N — нечетное число; при двухслойной обмотке $z = N = 3b_N$, при однослойной обмотке $z = 2N = 6b_N$.

Числитель и знаменатель выражения $k_{pv}(kz \pm v)$ при двухслойной обмотке соответственно равны:

$$\begin{aligned} & -\cos vR \frac{\pi}{3} \text{ при } kR - \text{нечетном;} \\ \cos(kz \pm v) R \frac{\pi}{3} = & +\cos vR \frac{\pi}{3} \text{ при } kR - \text{четном;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & b_N \cos(kz \pm v) \frac{R}{b_N} \frac{\pi}{3} = \\ & -b_N \cos v \frac{R}{b_N} \frac{\pi}{3} \text{ при } kR - \text{нечетном;} \\ = & +b_N \cos v \frac{R}{b_N} \frac{\pi}{3} \text{ при } kR - \text{четном.} \end{aligned}$$

Следовательно, при двухслойной обмотке

$$\frac{k_{pv}(kz \pm v)}{k_{pv}} = +1.$$

Это справедливо и для однослойных обмоток.

c_N — нечетное число. Коэффициенты распределения для основной и зубцовой гармонических [Л. 3]:

$$\begin{aligned} k_{pv} &= \frac{\sin vr \frac{\pi}{6}}{b_N \sin v \frac{r}{b_N} \frac{\pi}{6}}; \\ k_{p(kz \pm v)} &= \frac{\sin(kz \pm v) r \frac{\pi}{6}}{b_N \sin(kz \pm v) \frac{r}{b_N} \frac{\pi}{6}}, \end{aligned}$$

где $r = \frac{6Lb_N + 1}{c_N}$; L — такое наименьшее целое число, при котором r — также целое число.

В рассматриваемом случае при двухслойной обмотке $z = N = 6b_N$, при однослойной обмотке $z = 2N = 12b_N$. Число r — нечетное.

Числитель и знаменатель выражения $k_{pv}(kz \pm v)$ при двухслойной обмотке соответственно равны:

$$\begin{aligned} & \mp \sin vr \frac{\pi}{6} \text{ при } kb_N - \text{нечетном;} \\ \sin(kz \pm v) r \frac{\pi}{6} = & \pm \sin vr \frac{\pi}{6} \text{ при } kb_N - \text{четном;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & b_N \sin(kz \pm v) \frac{r}{b_N} \frac{\pi}{6} = \\ & \mp b_N \sin v \frac{r}{b_N} \frac{\pi}{6} \text{ при } k - \text{нечетном;} \\ = & \pm b_N \sin v \frac{r}{b_N} \frac{\pi}{6} \text{ при } k - \text{четном.} \end{aligned}$$

Следовательно, при двухслойной обмотке

$$\frac{k_{p(kz \pm v)}}{k_{pv}} = +1 \text{ при } b_N - \text{нечетном или } k - \text{четном,} \\ -1 \text{ при } b_N - \text{четном и } k - \text{нечетном (одно-} \\ \text{временно).}$$

При однослойных обмотках независимо от значений b_N и k

$$\frac{k_{p(kz \pm v)}}{k_{pv}} = +1.$$

Проведенный анализ позволяет установить общность закономерностей изменения знаков коэффициентов распределения обмоток с целым и дробным значением числа q_N . Учтем, что число q_N в целых и число b_N в дробных обмотках имеют в сущности одинаковый смысл: они показывают, сколько катушек одной фазы приходится на повторяющуюся по форме часть кривой н. с., соответствующую при целом q_N одному полюсному делению, при четном $c_N - c_N$, при нечетном $c_N - 2c_N$ полюсным делениям. Для единообразия будем обозначать число q_N в целых обмотках и число b_N в дробных обмотках, т. е. число катушек фазы, приходящееся на повторяющуюся по форме часть кривой н. с., через q_F .

Из сказанного выше следует, что знаки при коэффициентах распределения для гармонических н. с. повторяются: при двухслойных обмотках и четном числе q_F с периодичностью $2z$ (т. е. при разнице порядковых номеров гармонических, равной $2z$), при нечетном числе q_F — с периодичностью z ; при однослойных обмотках — с периодичностью z (независимо от числа q_F).

Периодичность повторения коэффициентов укорочения шага обмотки. Обмотки с целым числом q_N . Коэффициенты укорочения шага обмотки для основной и зубцовой гармонических соответственно равны:

$$\begin{aligned} k_{yv} &= \sin v \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2}; \\ k_{y(kz \pm v)} &= \sin(kz \pm v) \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2}, \end{aligned}$$

где y — шаг обмотки.

Выражая шаг y и полюсное деление τ в зубцовых делениях, получаем:

$$k_{y(kz \pm v)} = \sin\left(ky\pi \pm v \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2}\right).$$

Для низших зубцовых гармонических порядка $v_z = kz - v$ при $v < kz$ и для всех высших зубцовых гармонических порядка $v_z = kz + v$:

при ky — четном

$$k_{y(kz \pm v)} = \pm \sin v \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} = \pm k_{yv}$$

и

$$\frac{k_{y(kz \pm v)}}{k_{yv}} = \pm 1;$$

при ky — нечетном

$$k_{y(kz \pm v)} = \mp \sin v \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} = \mp k_{yv}$$

и

$$\frac{k_{y(kz \pm v)}}{k_{yv}} = \mp 1.$$

Для низших зубцовых гармонических порядка $v_z = kz - v$ при $v > kz$

$$k_{y(kz - v)} = \sin(v - kz) \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2},$$

и следовательно, при ky — четном

$$k_{y(kz - v)} = \sin v \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} = k_{yv},$$

при ky — нечетном

$$k_{y(kz-v)} = -\sin v \frac{y}{z} \frac{\pi}{2} = -k_{yv}.$$

Обмотки с дробным числом q_N . Коэффициенты укорочения для основной и зубцовой гармонических определяются теми же выражениями, что и для обмоток с целым числом q_N .

Для низших зубцовых гармонических порядка $v_z = kz - v$ при $v > kz$ и для всех высших зубцовых гармонических порядка $v_z = kz + v$:

при ky — четном

$$k_{y(kz \pm v)} = \sin \left(ky\pi \pm v \frac{y}{z} \pi \right) = \pm \sin v \frac{y}{z} \pi = \pm k_{yv}$$

и

$$\frac{k_{y(kz \pm v)}}{k_{yv}} = \pm 1;$$

при ky — нечетном

$$k_{y(kz \pm v)} = \mp \sin v \frac{y}{z} \pi = \mp k_{yv}$$

и

$$\frac{k_{y(kz \pm v)}}{k_{yv}} = \mp 1.$$

Для низших зубцовых гармонических порядка $v_z = kz - v$ при $v > kz$

$$k_{y(kz-v)} = \sin (v - kz) \frac{y}{z} \pi = \sin \left(\pi \frac{y}{z} - ky \right) \pi,$$

и следовательно, при ky — четном

$$k_{y(kz-v)} = \sin v \frac{y}{z} \pi = k_{yv},$$

при ky — нечетном

$$k_{y(kz-v)} = -\sin v \frac{y}{z} \pi = -k_{yv}.$$

Результаты анализа коэффициентов укорочения для лучшей обозреваемости сведены в табл. 1.

Таблица 1

Число ky	$\frac{k_{y(kz+v)}}{k_{yv}}$	$\frac{k_{y(kz-v)}}{k_{yv}}$	
		$v < kz$	$v > kz$
Четное	+1	-1	+1
Нечетное	-1	+1	-1

Периодичность повторения обмоточного коэффициента. На основе проведенного анализа можно

Таблица 2

Число q_F	Числа ky, k, y	$\frac{k_o(kz+v)}{k_{ov}}$	$\frac{k_o(kz-v)}{k_{ov}}$	
			$v < kz$	$v > kz$
Нечетное	ky — нечетное	-1	+1	-1
	ky — четное	+1	-1	+1
Четное	y — нечетное	+1	-1	+1
	k — любое	+1	-1	+1
	y — четное	+1	-1	+1
	k — четное	+1	-1	+1
	k — нечетное	-1	+1	-1

установить периодичность повторения обмоточных коэффициентов $k_o = k_y k_p$ по величине и знаку. В табл. 2 указаны знаки отношения обмоточных коэффициентов для зубцовых и основной гармонических н. с. для целых и дробных обмоток. Периодичность повторения этих знаков и определяет периодичность повторения обмоточных коэффициентов по величине и знаку.

Выводы. 1. Периодичность повторения обмоточных коэффициентов по величине и знаку зависит от конструктивных параметров обмотки (q_F, y) и равна либо z , либо $2z$.

2. Зубцовые гармонические каждой пары, определяемой данным числом k , при $v < kz$ находятся в противофазе

$\left(\frac{k_o(kz+v)}{k_o(kz-v)} = -1 \right)$, при $v > kz$ совпадают по фазе $\left(\frac{k_o(kz+v)}{k_o(kz-v)} = +1 \right)$ на оси обмотки фазы в момент, когда по ней протекает максимальный ток.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kauders V. Systematik trojfaroveho vinuti.— «Elektrotechnicky Obzor», 1932.
2. Сорокер Т. Г., Мордвинов Ю. В. Составление схем и расчет обмоточных коэффициентов симметричных петлевых обмоток многофазного переменного тока.— «Вестник электропромышленности», 1955, № 2.
3. Вольдек А. И. Намагничивающие силы трехфазных дробных обмоток.— «Труды Ленинградского политехнического института», 1960, № 209.
4. Дулькин А. И. Некоторые вопросы теории дробных обмоток.— «Труды Московского энергетического института», 1966, вып. 66, ч. 2.

[19.9.1973]



Распределение энергии в системе «индуктор — обрабатываемая деталь» при обработке металлов импульсным магнитным полем

Кандидаты техн. наук МИХАЙЛОВ В. М., ФЕРТИК С. М.

Харьков

Важной задачей при проектировании установок для магнитно-импульсной обработки металлов [Л. 1 и 2] является определение запасаемой энергии конденсаторной батареи, требуемой для создания импульса магнитного поля с определенными параметрами. Для решения этой задачи необходим анализ распределения энергии в системе «индуктор — обрабатываемая деталь» в момент времени $t = t_m$, соответствующий максимальному значению напряженности рабочего магнитного поля.

При выполнении подобного анализа ранее [Л. 3 и 4] принималось допущение, что в материал индуктора и обрабатываемой детали проникает волна стационарного синусоидального электромагнитного поля. При использовании этого допущения не учитываются начальные условия, соответствующие реальному физическому процессу, согласно которым напряженности электромагнитного поля всюду внутри материала индуктора и обрабатываемой детали до включения конденсаторной батареи установки равны нулю.

Ниже приведены результаты анализа распределения энергии конденсаторной батареи в системе «индуктор — обрабатываемая деталь» с учетом реальных начальных условий электромагнитного процесса.

Энергия магнитного поля и активных потерь в индукторе и обрабатываемой детали. Рассмотрим массивный многovitковый цилиндрический индуктор, внутри которого соосно с ним помещена обрабатываемая деталь, имеющая форму трубы (рис. 1). Индуктор и обрабатываемая деталь выполнены из хорошо проводящих материалов с постоянными магнитными проницаемостями $\mu_{1,2}$ и удельными электропроводностями $\gamma_{1,2}$, где индекс «1» относится к индуктору, «2» — к детали. При разряде конденсаторной батареи индуктор создает сильное импульсное магнитное поле. Обрабатываемая деталь деформируется в результате взаимодействия индуктированного в ней тока с внешним полем.

Пусть индуктор и обрабатываемая деталь находятся в условиях резкого поверхностного эффекта, а междувитковыми потоками рассеяния можно пренебречь. Тогда вследствие эффекта близости результирующее магнитное поле рассматриваемой системы практически сосредоточено в зазоре между индуктором и деталью, а также внутри них преимущественно вблизи поверхностей, обращенных к зазору. Кроме того, размеры системы таковы, что магнитное поле в зазоре между индуктором и деталью практически однородно, а электромагнитные волны в проводящих материалах близки к плоским. Согласно экспериментальным данным [Л. 5—7] будем считать также, что напряженность магнитного поля в зазоре системы изменяется по закону:

$$H(0, t) = H_m \exp(-\delta t) \sin \omega t, \quad (1)$$

где H_m — начальное значение огибающей зависимости (1); δ , ω — коэффициент затухания и круговая частота.

Определим энергию магнитного поля w_{mk} и энергию активных потерь w_{ak} в материале индуктора ($k=1$) и обрабатываемой детали ($k=2$) в момент времени $t = t_m$. Для этого необходимо иметь решения задачи о распространении плоского электромагнитного поля в проводнике конечной толщины при первом граничном условии (1), втором граничном условии

$$H(d, t) = 0 \quad (2)$$

и начальных условиях

$$H(z, 0) = E(z, 0) = 0, \quad (3)$$

где $H(z, t)$, $E(z, t)$ — напряженности электромагнитного поля; z — координата рассматриваемой точки поля, вдоль которой распространяется волна.

Решения последней задачи, полученные в [Л. 8 и 9], представим в виде:

$$H\left(\frac{z}{\Delta_k}, \omega t\right) = H_m \varphi_1\left(\frac{z}{\Delta_k}, \omega t\right), \quad (4)$$

$$E\left(\frac{z}{\Delta_k}, \omega t\right) = \frac{H_m}{\gamma_k \Delta_k} \varphi_2\left(\frac{z}{\Delta_k}, \omega t\right), \quad (5)$$

где $\Delta_k = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_k \gamma_k}}$; φ_1 , φ_2 — безразмерные функции, характеризующие изменение напряженностей поля.

Граничное условие (2), лежащее в основе используемых решений [Л. 8 и 9], является приближенным. Однако оно может применяться при $d \geq 3\Delta$. При выполнении последнего соотношения перемещение границы проводника $z = d$ практически не влияет на значения напряженностей электромагнитного поля (табл. 1).

С учетом (1), (4) и (5) искомые величины представим в виде:

$$w_{mk}(t_m) = \frac{\mu_k H_{1m}^2}{2} s_k \Delta_k \frac{I_1}{K_\delta}; \quad (6)$$

$$w_{ak}(t_m) = \frac{\mu_k H_{1m}^2}{2} s_k \Delta_k \frac{I_2}{K_\delta}, \quad (7)$$

где H_{1m} — максимальное значение напряженности магнитного поля в зазоре между индуктором и деталью в момент времени $t = t_m$ [согласно (1) $t_m = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\delta}{\omega} \right)$]; s_k — площадь поверхности индуктора или детали, через которую проникает волна электромагнитного поля;

$$I_1 = \int_0^{\frac{d_k}{\Delta_k}} \varphi_1^2\left(\frac{z}{\Delta_k}, \omega t_m\right) d\left(\frac{z}{\Delta_k}\right);$$

Таблиц 1

ωt	Значения φ_1							
	$\frac{z}{\Delta}=0,2$				$\frac{z}{\Delta}=0,8$			
	$d/\Delta=3$	$d/\Delta=6$	$d/\Delta=10$	$d/\Delta=20$	$d/\Delta=3$	$d/\Delta=6$	$d/\Delta=10$	$d/\Delta=20$
0,2	0,0917	0,0928	0,0912	0,0912	0,004168	0,003733	0,004582	0,006816
0,4	0,2298	0,2308	0,2293	0,2293	0,03239	0,03202	0,03278	0,03489
0,8	0,5055	0,5063	0,5051	0,5051	0,1446	0,1445	0,1449	0,1466
1,2	0,7201	0,7206	0,7199	0,7199	0,2832	0,2833	0,2834	0,2843
1,6	0,8308	0,8309	0,8308	0,8308	0,4072	0,4074	0,4072	0,4072
2	0,8166	0,8162	0,8168	0,8168	0,4875	0,4879	0,4874	0,4865
2,4	0,6779	0,6772	0,6783	0,6783	0,5061	0,5068	0,5060	0,5043
4,5	-0,7425	-0,7429	-0,7425	-0,7425	-0,2101	-0,2103	-0,2103	-0,2108

$$I_2 = \int_0^{\omega t_m} \int_0^{\frac{d_k}{\Delta_k}} \varphi_2^2 \left(\frac{z}{\Delta_k}, \omega t \right) d \left(\frac{z}{\Delta_k} \right) d\omega t;$$

$$K_\delta = \exp(-2\delta t_m) \sin^2 \omega t_m.$$

Выражения (6) и (7) позволяют вычислить энергию магнитного поля и энергию активных потерь в материале индуктора и детали при $t=t_m$ по максимальному значению напряженности магнитного поля в зазоре между индуктором и деталью H_{1m} и по известным значениям μ_k , γ_k , δ , ω . Интегралы, входящие в эти выражения, а также коэффициент K_δ безразмерны и зависят только от одного параметра δ/ω . В табл. 2 приведены значения I_1 , I_2 и K_δ в диапазоне $0,04 \leq \frac{\delta}{\omega} \leq 5,28$, которые могут быть использованы в расчетах.

Выражения, полученные в [Л. 3] в приближении установившегося синусоидального режима, могут быть также представлены в виде зависимостей (6) и (7), если в последних принять: $I_1=0,375$; $I_2=1,035$; $K_\delta=1$.

Анализ полученных результатов в практическом диапазоне изменения параметра δ/ω показывает (табл. 3), что в случае учета реальных начальных условий процесса (3) расчетные значения энергии магнитного поля на (7—13)% больше, энергии активных потерь на (60—80)% меньше и суммарной энергии, поглощенной проводником, примерно на 40% меньше, чем расчетные значения этих же величин при использовании приближения установившегося синусоидального режима (без учета начальных условий).

Таблица 2

$\frac{\delta}{\omega}$	I_1	I_2	K_δ	$\frac{\delta}{\omega}$	I_1	I_2	K_δ
0,04	0,392	0,544	0,884	0,34	0,158	0,236	0,386
0,08	0,341	0,488	0,784	0,38	0,139	0,212	0,350
0,12	0,302	0,432	0,698	0,42	0,123	0,190	0,318
0,16	0,270	0,383	0,621	0,46	0,110	0,172	0,290
0,20	0,240	0,340	0,554	0,50	0,101	0,156	0,265
0,24	0,214	0,308	0,499	0,54	0,094	0,141	0,243
0,28	0,190	0,276	0,448	0,58	0,088	0,127	0,222

Кроме того, как следует из (6) и (7), а также из данных табл. 3, суммарная энергия, поглощенная проводником в момент времени $t=t_m$, слабо зависит от параметра δ/ω . Этот вывод имеет важное значение для практических расчетов, так как указанная энергия может быть приближенно определена при неизвестном значении δ/ω , для чего следует принять:

$$\frac{I_1 + I_2}{K_\delta} \approx 1.$$

Анализ распределения энергии в индукторе с обрабатываемой деталью. Энергия конденсаторной батареи магнитно-импульсной установки расходуется на деформирование обрабатываемой детали, а также преобразуется в энергию электромагнитного поля элементов разрядного контура. Уравнение энергетического баланса можно представить в виде:

$$\sum_{k=1}^m (\omega_{ak} + \omega_{mk}) + \sum_{k=1}^n (\omega_{ak}^0 + \omega_{mk}^0 + \omega_{\varphi k}^0) + \omega_{\text{мех}} = W_0, \quad (8)$$

где m , n — соответственно число проводящих элементов контура и число диэлектрических областей, окружающих эти элементы; ω_{ak} , ω_{mk} — соответственно энергии активных потерь и магнитного поля внутри проводящих элементов; ω_{ak}^0 , ω_{mk}^0 , $\omega_{\varphi k}^0$ — соответственно энергии активных потерь, магнитного поля и электрического поля внутри диэлектрических областей; $\omega_{\text{мех}}$ — энергия, затраченная на деформирование и ускорение обрабатываемой детали; W_0 — начальная запасаемая энергия конденсаторной батареи.

Таблица 3

Метод расчета	$\frac{\delta}{\omega}$	$\frac{I_1}{K_\delta}$	$\frac{I_2}{K_\delta}$	$\frac{I_1 + I_2}{K_\delta}$
С учетом нулевых начальных условий процесса	0,1	0,433	0,623	1,056
	0,2	0,433	0,613	1,046
	0,3	0,421	0,616	1,037
	0,4	0,390	0,600	0,990
	0,5	0,381	0,588	0,969
	0,6	0,406	0,566	0,972
Приближение установившегося синусоидального режима [Л.3]	0	0,375	1,035	1,410

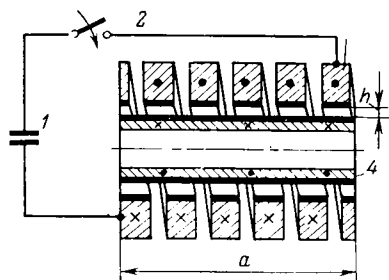


Рис. 1. Схема разрядного контура магнитно-импульсной установки.

1 — конденсаторная батарея; 2 — управляемый коммутатор; 3 — индуктор; 4 — обрабатываемая деталь. Крестиками и точками показаны направления токов в индукторе и детали; жирными линиями показано расположение токовых слоев.

Для разрядных контуров реальных установок можно принять условие:

$$\sum_{k=1}^n \omega_{\Delta k}(t_m) = 0. \quad (9)$$

Объем статьи не позволяет проанализировать величину $\omega_{\text{мех}}$. Поэтому в дальнейшем ограничимся рассмотрением частного случая, когда вследствие особенностей деформирования обрабатываемой детали приближенно выполняется условие:

$$\omega_{\text{мех}}(t_m) = 0. \quad (10)$$

Условие (10) приемлемо в тех практических случаях, когда к моменту времени $t=t_m$ не успевают произойти существенная деформация и значительное ускорение обрабатываемой детали [Л. 5, 10 и 11].

Для упрощения дальнейших рассуждений будем считать, что вся энергия конденсаторной батареи выделяется в индукторе и обрабатываемой детали. Кроме того, примем: $\mu_{1,2} = \mu_0$; $\gamma_1 = \gamma_2$; $s_{1,2} = s$. С учетом этих упрощений, а также условий (9) и (10) уравнение (8) при $t=t_m$ может быть преобразовано к виду:

$$\frac{W_{1m}}{W_0} = \frac{1}{1 + 2 \left(\frac{h}{\Delta_1} \right)^{-1} \frac{I_1 + I_2}{K_\delta}}, \quad (11)$$

где h — ширина зазора между индуктором и деталью (рис. 1); $W_{1m} = 0,5 \mu_0 H_{1m}^2 sh$ — энергия магнитного поля в зазоре между индуктором и деталью в момент времени $t=t_m$.

Из (11) следует, что расчетное значение энергии магнитного поля в зазоре при $t=t_m$ в случае учета начальных условий (3) выше, чем расчетное значение этой величины в приближении установившегося синусоидального режима. Это происходит из-за более низкой расчетной величины энергии, поглощаемой материалом индуктора и детали. Указанное расхождение между расчетными значениями энергии магнитного поля в зазоре стремится при

$\frac{h}{\Delta_1} \rightarrow 0$ к величине примерно 40%, а при

$\frac{h}{\Delta_1} \rightarrow \infty$ — к нулю.

Для практических случаев ($h/\Delta_1 \approx 1$) рассматриваемое расхождение составляет приблизительно

(20—30)%. Следовательно, расчетное значение запасаемой энергии конденсаторной батареи, необходимой для создания импульсного магнитного поля с заданными параметрами согласно методике, предлагаемой в статье, значительно меньше, чем по рекомендациям [Л. 3 и 4].

На рис. 2 показано распределение энергии конденсаторной батареи в системе «индуктор — обрабатываемая деталь» в момент времени $t=t_m$ для рассматриваемого случая. Кривые 1—3 характеризуют энергию магнитного поля в зазоре между индуктором и деталью ($\omega^*_0 = W_{1m}/W_0$); разность ординат соответствующих точек кривых 1 и 4, 2 и 5, 3 и 6 определяется выражением:

$$\omega^*_m = \frac{w_{m1}(t_m) + w_{m2}(t_m)}{W_0}.$$

Разность между единицей и ординатами точек кривых 4, 5 и 6 равна

$$\omega^*_a = \frac{w_{a1}(t_m) + w_{a2}(t_m)}{W_0}.$$

Между величинами ω^*_0 , ω^*_m , ω^*_a согласно (11) соблюдается соотношение:

$$\omega^*_0 + \omega^*_m + \omega^*_a = 1.$$

Методика использования данных рис. 2 в практических расчетах поясняется на примере $\frac{h}{\Delta_1} = a$ (см. рис. 2).

Выводы. 1. Расчетное значение энергии, поглощенной материалом индуктора и обрабатываемой детали, в момент времени, соответствующий максимальной напряженности магнитного поля в рабочем зазоре, в случае учета нулевых начальных условий для напряженностей электромагнитного поля примерно на 40% меньше, чем расчетное значение этой величины при использовании приближения установившегося синусоидального режима [Л. 3 и 4].

2. Расчетное значение энергии активных потерь в индукторе и детали при $t=t_m$ в случае учета нулевых начальных условий на (60—80)% меньше, чем считалось ранее [Л. 3 и 4].

3. Вследствие особенности, указанной в первом пункте, расчетное значение запасаемой энергии конденсаторной батареи, необходимой для создания импульса магнитного поля с определенными параметрами, меньше.

В частном случае, когда к моменту времени $t=t_m$ энергия, затраченная на деформирование детали, пренебрежимо мала, для магнитно-импульсных установок с малыми собственными потерями это уменьшение составляет примерно (20÷30) %.

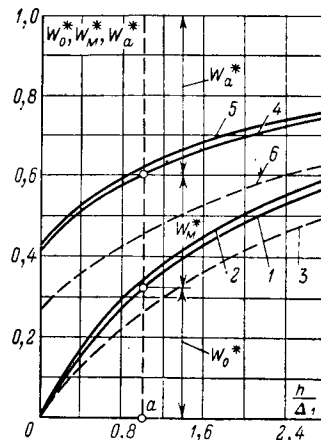


Рис. 2. Распределение энергии в системе «индуктор — обрабатываемая деталь» в момент времени $t=t_m$.

1, 4 — $\delta/\omega = 0,1$; 2, 5 — $\delta/\omega = 0,6$;
3, 6 — по данным [Л. 3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Magnetic forming for swaging tubes. Metalworking Production, 1960, v. 104, № 51.
2. Фертик С. М., Белый И. В. Магнитно-импульсная обработка металлов. — «Энергетика и электропромышленность». Информационный научно-технический сборник, 1964, № 2.
3. Dietz H., Lippmann H.—J., Schenk H. Theorie des Magnetform — Verfahrens. Erreichbarer Druck. ETZ — A, Bd 88 (1967), H. 9.
4. Dietz H., Lippmann H.—J., Schenk H. Theorie des Magnetform — Verfahrens. Abgestufter Feldkonzentrator. ETZ — A, Bd 88(1967), H. 19.
5. Jansen H. Some Measurements of the Expansion of a Metallic Cylinder with Electromagnetic Pulses. IEEE Transactions on Industry and General Applications, 1968, № 4.
6. Брон О. Б., Елечурин В. П. Распределение давлений и просачивание магнитного поля через деталь при магнитно-импульсной обработке. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1968, № 11.
7. Daube J. Untersuchungsergebnisse über das elektromagnetische Unformen. Elektrische, 1968, № 1.
8. Михайлов В. М. О распределении усилий, действующих на стенку трубы в нестационарном электромагнитном поле. — В кн.: Теоретическая электротехника. Львов, Изд. Госуниверситета, 1971, вып. 12.
9. Михайлов В. М. О распространении импульсного электромагнитного поля в системе «индуктор — обрабатываемая деталь». — В кн.: Вестник Харьковского политехнического института № 53. Магнитно-импульсная обработка металлов, вып. 1. Изд. Харьковского госуниверситета, 1971.
10. Князев В. П., Шнеерсон Г. А. Исследование быстрого расширения тонкостенных металлических цилиндров в сильном магнитном поле. — Журнал технической физики. 1970, вып. 2.
11. Михельс В. Г., Новгородцев А. Б. Переходные процессы при сжатии цилиндрических оболочек в сильном магнитном поле. — «Изв. вузов. Энергетика», 1970, № 10.

[6.12.1973]

УДК 621.313.042.001.24

К расчету электроэлементов с массивными магнитопроводами

МУЗЫКА Ю. А., МУЗЫКА Н. А., ЗАВГОРОДНИЙ В. И.

Ленинград

В приборостроении из конструктивных и технологических соображений широко используются массивные магнитопроводы из электротехнических сплавов. В микродвигателях, в некоторых разновидностях индукционных датчиков момента и угла замена шихтованных сердечников массивными является также энергетически оправданной даже на высоких частотах питающего напряжения. Поэтому при проектировании электроэлементов имеется необходимость расчетов магнитной цепи и электромагнитных нагрузок с учетом поверхностного эффекта.

Несмотря на достаточную освещенность в литературе вопросов теории поверхностных явлений в ферромагнитных телах, до настоящего времени не имеется доступной методики для инженерных расчетов магнитных цепей электроэлементов с учетом скин-эффекта.

Ниже приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований на торроидальных сердечниках, направленных на решение прямой задачи: расчета намагничивающей силы и частотных магнитных характеристик по заданной величине рабочего потока. При исследованиях в качестве базовой принята теория поверхностного эффекта [Л. 1]. Математическое решение уравнений Максвелла получено в [Л. 1], исходя из предположения о гиперболической зависимости магнитной проницаемости от координаты по глубине:

$$\mu_z = \mu_e / \left(1 - \frac{y}{y_h}\right)^2, \quad (1)$$

где μ_e — магнитная проницаемость на поверхности массива, определенная из статической кривой намагничивания; y — текущая координата по глубине; y_h — эквивалентная глубина проникновения поля (для слабых полей $y_h < 0$, для сильных полей $y_h > y > 0$).

При этом показано, что гиперболический закон изменения $\mu = \mu(y)$ справедлив только при параболической связи между напряженностью поля и

индукцией, которая реально существует на отдельных участках практически любой кривой намагничивания:

$$H = \left(\frac{B}{m}\right)^n. \quad (2)$$

Здесь n — степень параболы, аппроксимирующей расчетный участок статической кривой намагничивания; m — коэффициент пропорциональности.

Взаимосвязь между намагничивающей силой (н. с.) и потоком или между током и э. д. с. для участка магнитопровода определяется комплексным электрическим сопротивлением, которое находится по закону Ома:

$$Z = r + jx = \frac{\dot{U}_w}{\dot{I}_w} = \frac{l_E \dot{E}_e}{l_H \dot{H}_e}, \quad (3)$$

где $\dot{U}_w$ — комплексная э. д. с. витка; $\dot{I}_w$ — комплексный вихревой ток или н. с. обмотки возбуждения; l_E — длина пути вихревого тока на поверхности магнитопровода; l_H — длина участка магнитной цепи в направлении вектора магнитной индукции $\vec{B}$; $\dot{E}_e$ — комплексное значение амплитуды поверхностной напряженности электрического поля; $\dot{H}_e$ — комплексное значение амплитуды поверхностной напряженности магнитного поля.

После подстановки решений дифференциальных уравнений поля для $\dot{E}_e$ и $\dot{H}_e$ в [Л. 1] получено известное выражение для электрического сопротивления:

$$Z = \frac{l_E}{l_H} \sqrt{\frac{\omega \mu_e}{\gamma}} \sqrt{\frac{2n}{n+1}} e^{j\varphi}. \quad (4)$$

Здесь ω — угловая частота; γ — удельная электропроводность; φ — фазовый угол между векторами $\dot{E}$ и $\dot{H}$, определяемый из выражения:

$$\operatorname{tg} \varphi = \sqrt{\frac{n+1}{2n}}.$$

Покажем, как используется уравнение (4) для расчета динамических характеристик тороидальных образцов и магнитопроводов сложной конфигурации.

Расчет частотных характеристик тороидальных сердечников. Тороидальный сердечник прямоугольного сечения можно по периметру разбить на четыре участка: участки наружной и внутренней образующих и два торцевых участка. Такое разбиение на участки целесообразно и повышает точность расчета при значительном различии диаметров. Поскольку длина пути магнитного потока разная, то при одном значении тока возбуждения намагничивающей обмотки величина поверхностной напряженности H_{ei} на участках сечения тороида также отличается, и глубина проникновения электромагнитной волны по внутренней поверхности тороида будет больше, чем по наружной. По торцам глубина проникновения потока будет неравномерной. Если принять, что напряженность поля в пределах каждого из участков сечения не изменяется в направлении вектора $\vec{B}$ ($\mu_{ei} = \text{const}$) и все участки по периметру при одном значении потока характеризуются параболой с одинаковым коэффициентом $n_i = n$, то выражение (4) примет вид:

$$Z = \sqrt{\frac{\omega}{\gamma}} \sqrt{\frac{2n}{n+1}} e^{i\varphi} \sum_{i=1}^4 \frac{\sqrt{\mu_{ei}} l_{Ei}}{\pi d_i}, \quad (5)$$

где $l_{E1} = l_{E2} = l$ — высота тороида, см; $l_{E3} = l_{E4} = \frac{d_1 - d_2}{2}$ — длина участка по торцу, см; d_1 — наружный диаметр тороида, см; d_2 — внутренний диаметр тороида, см; $d_3 = d_4 = \frac{d_1 + d_2}{2}$ — средний диаметр торцевой поверхности, см.

Приведем последовательность расчета частотных характеристик массивных тороидов с помощью выражения (5).

По экспериментальной статической кривой намагничивания $B = f(H)$ определяется коэффициент параболы n , для чего кривая разбивается на p участков, на каждом из которых в соответствии с (2) имеем:

$$n_p = \lg \frac{H_p}{H_{p+1}} / \lg \frac{B_p}{B_{p+1}}. \quad (6)$$

Для каждого дискретно заданного значения ампер-витков амплитуда напряженности поля на поверхности наружного и внутреннего диаметров тороида, а также на торцах тороида:

$$H_{ei} = \frac{\sqrt{2} I \omega}{\pi d_i}. \quad (7)$$

Здесь I — действующее значение тока в намагничивающей обмотке; ω — число витков намагничивающей обмотки; d_i — диаметры поверхностей в соответствии с обозначениями уравнения (5).

По найденному значению H_{ei} с помощью кривой $B = f(H)$ или выражения (2) находится индукция на поверхностях тороида и поверхностная магнитная проницаемость

$$\mu_{ei} = \frac{B_{ei}}{H_{ei}}. \quad (8)$$

Зная значение удельной электропроводности γ , при заданных геометрических размерах тороида и статической кривой намагничивания по (5) определяем модуль и фазу электрического сопротивления для участков тороида. Результирующее электрическое сопротивление получим из выражения:

$$Z_{\text{рез}} = \sum_{i=1}^4 Z_i. \quad (9)$$

При независимом существовании сильного либо слабого поля фазовый угол изменяется незначительно и практически оправдано алгебраическое сложение амплитуд комплексных значений сопротивлений.

Тогда выражение для э. д. с. на виток тороида имеет вид:

$$U_w = Z_{\text{рез}} I \omega. \quad (10)$$

Активная мощность, выделяемая в объеме тороида, без учета потерь на магнитную вязкость, состоит из потерь на гистерезис и на вихревые токи и определится из выражения:

$$P_a = U_w I \omega \cos \varphi. \quad (11)$$

Выражения для средних значений напряженности и индукции поля соответственно запишем в виде:

$$H_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{2} I \omega}{\pi d_{\text{ср}}};$$

$$B_{\text{ср}} = \frac{\Phi_{\text{тор}}}{S_{\text{тор}}} = \frac{U_w}{\sqrt{2} \pi f S_{\text{тор}}}, \quad (12)$$

где $\Phi_{\text{тор}}$ — магнитный поток; $S_{\text{тор}}$ — поперечное сечение тороида; f — частота.

При этом следует иметь в виду, что в проводящем слое материал до глубины переднего фронта насыщается до индукции B_m , поэтому $B_{\text{ср}}$ является условной величиной, отнесенной к полному сечению тороида. Угол сдвига между первыми гармониками $B_{\text{ср}}$ и $H_{\text{ср}}$ будет характеризовать площадь эллипса, эквивалентного динамической петле гистерезиса:

$$\sin \gamma_{01} = \frac{P_a}{V f \pi B_{\text{ср}} H_{\text{ср}}}, \quad (13)$$

где V — объем тороида.

Разумеется, что найденные по (10) — (13) частотные характеристики будут зависеть от геометрии тороида.

Расчетное определение характеристик тороидов возможно производить до режима полного насыщения, который фиксируется по условию:

$$\Phi_m \leq B_m S_{\text{тор}}. \quad (14)$$

При низких частотах $f = 50 - 100$ гц в связи с проникновением переднего фронта волны вглубь материала и усечением волны после встречи передних фронтов расчетные значения потока будут несколько завышены. Ошибка определения потока при полном насыщении может достигать 10—15%.

Приведем упрощенный анализ взаимосвязи между н. с. и потоком для случая сильного поля:

$$\Phi = k B_m y_k. \quad (15)$$

Здесь k — коэффициент, имеющий размерность длины и зависящий от периметра поперечного сечения; $y_k = \sqrt{\frac{2}{\gamma \omega \mu_e}}$ — глубина зоны насыщения.

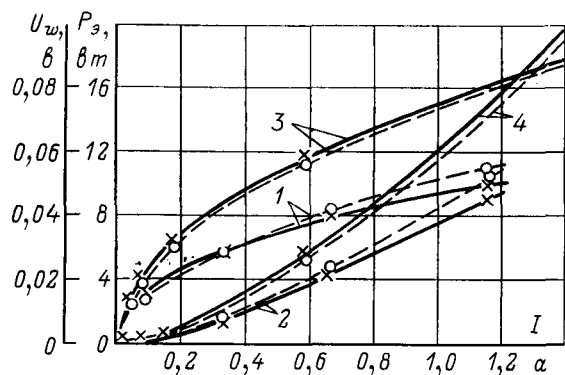


Рис. 1. Зависимости э. д. с. на виток U_w и потерь в стали P_σ от тока возбуждения I тороидального сердечника из магнитного материала 80НХС. (Параметры сердечника: $D_n = 28$ мм; $D_{вн} = 20$ мм; $h = 10$ мм; $\gamma = 0,161 \cdot 10^7$ 1/ом·м; $\omega_n = 200$ витков.)

1 и 2 — соответственно U_w и P_σ при частоте 500 гц; 3 и 4 — U_w и P_σ при частоте 1000 гц; — — — опыт; — — — расчет.

Если учесть (8), то из (15) получим:

$$H_e = \frac{\Phi^2 \gamma \omega}{2k^2 B_m}. \quad (16)$$

Из (16) следует, что для проведения одного и того же потока требуется н. с., обратно пропорциональная удельному электрическому сопротивлению ρ и индукции насыщения материала B_m .

Рассчитанные по изложенной методике частотные характеристики тороида хорошо согласуются с полученными экспериментально.

На рис. 1 и 2 построены зависимости $U_w = f_1(I)$ и $P_\sigma = f_2(I)$ для двух колец из различных материалов для частот 500 гц и 1000 гц. Экспериментальное определение P_σ производилось непосредственным измерением скалярного произведения э. д. с. измерительной обмотки и тока возбуждения $P_\sigma = [\hat{U}_w I]$, чем автоматически исключались потери в меди обмотки возбуждения.

Анализ результатов исследований показал следующее.

1. Частотные характеристики существенно отличаются от статических, зависят от геометрии тороида и могут быть рассчитаны с использованием метода Л. Р. Неймана. Предлагаемая методика вносит уточнения в случае значительного различия внутреннего и наружного диаметров тороида.

2. В наиболее распространенном режиме работы массивного магнитопровода в сильном поле основная часть мощности расходуется на потери от вихревых токов, которые при $f > 400$ гц составляют 95—98% P_σ . В области сильных полей решающее значение имеют величины индукции насыщения B_m и удельного электрического сопротивления ρ ; величины $\mu_{нач}$ и μ_{max} играют второстепенную роль.

Расчет магнитных цепей с переменным сечением массивного магнитопровода. Общепринятой методикой расчета магнитных цепей является метод расчета по участкам. При известной геометрии магнитопровода вся магнитная цепь условно делится на участки, магнитные потоки и индукция на которых определяются по заданной исходной э. д. с. катушек.

Особенность расчета электрической цепи переменного тока с массивным ферромагнитным сердечником заключается в том, что магнитные сопротивления выражаются комплексными числами, которые нелинейно зависят от потока.

Выражением (4) для электрического сопротивления устанавливается зависимость между e и i в одном режиме работы сердечника или между Φ и $\dot{F}$, если учесть соотношение между электрическим и магнитным комплексными сопротивлениями в виде

$$Z_m = \frac{j\omega}{Z}.$$

Это решение использовано в [Л. 2] для расчета асинхронных машин с массивными роторами. С тем, чтобы получить с помощью (4) зависимость между э. д. с. и эквивалентным сопротивлением ротора, в [Л. 2] массивный ротор представлен одним участком, который в схеме замещения выделен ветвью, параллельной э. д. с.

Однако при расчете последовательно включенных участков магнитопровода с общим потоком выражение (4) не может быть использовано, поскольку им не исключается неопределенность в части вычисления значения поверхностной магнитной проницаемости μ_{ei} на каждом из участков.

Выведем зависимость H_e от заданного потока Φ , не включающую в себя параметр μ_e . В соответствии с уравнением (2) имеем:

$$H_e = H_m \left(\frac{B_e}{B_m} \right)^n, \quad (17)$$

где H_m , B_m — координаты произвольно взятой точки на статической кривой намагничивания в области, аппроксимированной параболой степени n .

Представим B_e через среднее значение индукции в сечении массива при текущей координате по глубине $0 \leq y \leq y_h$:

$$\bar{B}_{cp} = \frac{1}{y_h} \int_0^{y_h} B dy =$$

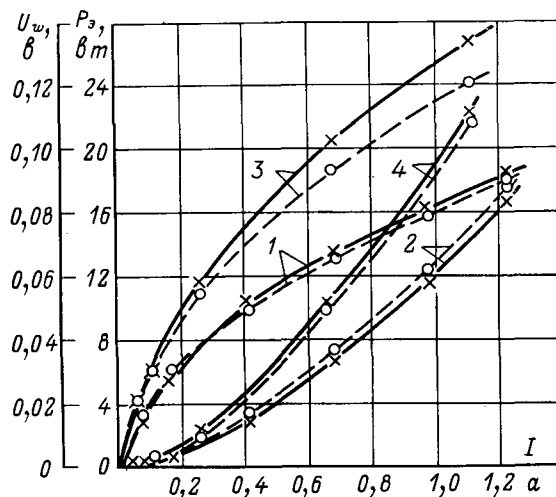


Рис. 2. Зависимости э. д. с. на виток U_w и потерь в стали P_σ от тока возбуждения I тороидального сердечника из магнитного материала 36 КНМ. Параметры сердечника и обозначения кривых соответствуют данным рис. 1.

$$= \frac{B_e}{y_k} \int_0^{y_k} \left(1 - \frac{y}{y_k}\right)^{\frac{\alpha'}{n} + j\alpha''} dy = \frac{B_e}{\frac{\alpha'}{n} + 1 + j\alpha''},$$

откуда

$$\dot{B}_e = \left(\frac{\alpha'}{n} + 1 + j\alpha''\right) B_{cp}. \quad (18)$$

В (18) комплексные показатели степени α и эквивалентная глубина прогикновения поля y_k определяются в соответствии с [Л. 1] по следующим выражениям:

$$\left. \begin{aligned} \alpha' &= \frac{2n}{n-1}; \\ \alpha'' &= \frac{2n}{n-1} \sqrt{\frac{n+1}{2n}}; \\ ky_k &= \frac{\sqrt{2n(n+1)(3n+1)^2}}{\sqrt{2}(n-1)}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Записав $B_{cp} = \frac{\Phi}{l_E y_k}$, получим индукцию на поверхности массива через поток Φ :

$$\dot{B}_e = \left(\frac{\alpha'}{n} + 1 + j\alpha''\right) \frac{\Phi}{l_E y_k}.$$

Это выражение с учетом (19) может быть представлено в виде:

$$\dot{B}_e = \frac{\sqrt{2}\Phi}{l_E} k \frac{(n+1) + j\sqrt{2n(n+1)}}{\sqrt{2n(n+1)(3n+1)^2}}. \quad (20)$$

Фаза индукции B_e определится из (18), а модуль — из (20):

$$|B_e| = \frac{\sqrt{2}\Phi k}{l_E} \sqrt{\frac{n+1}{2n}}. \quad (21)$$

Если в (21) принять

$$k = \sqrt{\frac{\omega\gamma\mu_e}{2}} = \sqrt{\frac{\omega\gamma B_e}{2H_e}}$$

и перенести B_e в левую часть, то получим зависимость $B_e = f(H_e)$:

$$B_e = \frac{\Phi^2}{l_E^2} \frac{\omega\gamma}{H_e} \sqrt{\frac{n+1}{2n}}. \quad (22)$$

Подставив (22) в (17), получим:

$$H_e = \frac{H_m}{B_m^n H_e^n} \frac{\Phi^{2n} (\omega\gamma)^n}{l_E^{2n}} \left(\frac{n+1}{2n}\right)^{\frac{n}{2}}.$$

Откуда с учетом фазы между $\dot{H}$ и $\dot{\Phi}$ имеем:

$$\dot{H}_e = -\frac{H_m^{n+1}}{B_m^{n+1}} \left(\frac{\Phi}{l_E}\right)^{\frac{2n}{n+1}} \times$$

$$\times (\omega\gamma)^{\frac{n}{n+1}} \left(\frac{n+1}{2n}\right)^{\frac{n}{2(n+1)}} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}. \quad (23)$$

Выражение (23) представляет собой зависимость $\dot{H}_e = f(\dot{\Phi})$, которая позволяет применить метод расчета магнитной цепи по участкам при заданном потоке.

Определим падение н. с. на участке:

$$\begin{aligned} \dot{F}_i = \dot{H}_{ei} l_{Hi} &= l_{Hi} \left[\frac{H_m^n \Phi^2 \omega\gamma}{B_m l_{Ei}^2} \times \right. \\ &\times \left. \sqrt{\frac{n+1}{2n}} \right]^{\frac{n}{n+1}} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}. \end{aligned} \quad (24)$$

Выражением (24) устанавливается взаимосвязь между н. с. $\dot{F}_i$ любого i -го участка с конструктивными параметрами l_{Ei} , l_{Hi} и магнитным потоком Φ , протекающим по участку ($F - a$; $\omega - 1/\text{сек}$; $\Phi - \text{вб}$; $\gamma - 1/\text{ом} \cdot \text{м}$; $l_E, l_H - \text{м}$; $B_m - \text{тл}$).

В сильных полях для случая $n \geq 10$ выражение (24) может быть упрощено, так как $\frac{n}{n+1} \approx 1$ и

$$\frac{1}{H_m^n} \approx H_m^0 = 1:$$

$$\dot{F}_i = \frac{\omega\gamma l_{Hi} \Phi^2}{\sqrt{2} l_{Ei}^2 B_m} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}. \quad (25)$$

Результирующая и. с. определяется в виде алгебраической суммы н. с. участков. Если сечения участков (l_{Ei}) существенно различны и значения напряженности поля лежат в широком диапазоне, фазовый угол φ может изменяться, и результирующую и. с. необходимо определять как геометрическую сумму $\sum_{i=1}^n F_i$.

Последовательность дальнейшего электромагнитного расчета электроэлемента с массивным магнитопроводом аналогична расчету любой электрической машины.

Полученные выражения (24) и (25) позволяют решить прямую задачу расчета массивного магнитопровода сложной конфигурации при заданном магнитном потоке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М., Госэнергоиздат, 1949. 190 с.
2. Куцевалов В. М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. М., «Энергия», 1966. 302 с.

[28.12.1973]



Метод учета пространственных гармоник магнитного поля насыщенных управляемых асинхронных двигателей

СИДЕЛЬНИКОВ Б. В., ЧАГЛАСЯН Б. О.

Ленинградский политехнический институт

При анализе переходных режимов асинхронных двигателей обычно не рассматривается искажение поля в воздушном зазоре, вызванное насыщением магнитопровода. Между тем опытные исследования показывают, что пренебрежение подобным явлением может привести к ощутимым погрешностям, особенно в тех режимах, при которых поток в машине заметно изменяется.

Для иллюстрации на рис. 1 приведена опытная осциллограмма пуска двухфазного управляемого асинхронного двигателя с номинальной мощностью 10 Вт, фазосдвигающая емкость в цепи возбуждения которого выбрана из условия получения кругового поля при неподвижном роторе. Нетрудно заметить, что кривая изменения тока статорной обмотки во времени несинусоидальна. Анализ ряда подобных осциллограмм показал, что отношение амплитуд 3-й и 1-й гармоник иногда достигает 0,3. Отметим, что в ненасыщенной системе при пуске от пониженного напряжения указанные гармоники отсутствуют.

Принимая во внимание насыщение магнитной цепи, удастся более точно рассчитать значения пусковых моментов и токов, времени пуска, амплитуд колебаний скорости ротора, напряжения на емкости и др.

В статье предлагается метод, позволяющий в переходных режимах учесть высшие гармоники магнитного поля асинхронного двигателя, возникающие из-за нелинейных свойств магнитопровода.

Будем рассматривать наиболее общий случай двухфазного управляемого асинхронного двигателя с короткозамкнутой обмоткой на роторе типа «беличьей клетки» при несимметричном питании. Пусть в одну из фаз (обмотку возбуждения) последовательно включено емкостное сопротивление (рис. 2). Дифференциальные уравнения напряжений такой машины в неподвижной координатной системе и относительных единицах

имеют вид [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} \psi'_y &= u_y - i_y r_{sy}; \\ \psi'_b &= u_c - i_b r_{sb} - u_k; \\ \psi'_{ry} &= -r_r i_{ry} - \omega_p \psi_{rb}; \\ \psi'_{rb} &= -r_r i_{rb} + \omega_p \psi_{ry}; \\ u'_k &= x_c i_b. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь штрихом у переменных обозначены производные по «синхронному» времени. Первые два уравнения (1) описывают процессы в статорных цепях управления и возбуждения, к которым приложены извне напряжения соответственно u_y и u_c , а токи равны i_y , i_b . Символ u_k использован для обозначения падения напряжения на конденсаторе, имеющем емкость C .

Третье и четвертое уравнения (1) описывают процессы в эквивалентных несимметричных короткозамкнутых контурах ротора с приведенными к неподвижным осям токами i_{ry} , i_{rb} и сопротивлением r_r .

Примем, как это обычно делается, что полное потокоцепление с любой обмоткой обусловлено полями рассеяния и взаимоиндукции, т. е.

$$\left. \begin{aligned} \psi_y &= l_s i_y + \psi_{my}; \\ \psi_b &= l_s i_b + \psi_{mb}; \\ \psi_{ry} &= l_r i_{ry} + \psi_{mry}; \\ \psi_{rb} &= l_r i_{rb} + \psi_{mr b}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

причем l_s и l_r — индуктивности статорных и роторных цепей от полей рассеяния. Потокоцепления ψ_{my} , ψ_{mb} , ψ_{mry} и $\psi_{mr b}$, в относительных единицах равные потокам взаимоиндукции, являются функциями суммарной н. с. $F_\Sigma(\alpha)$ и зависят от распределения поля в зазоре машины $B(\alpha)$. Если отсчитывать углы от положительного направления оси β (рис. 2) и счи-

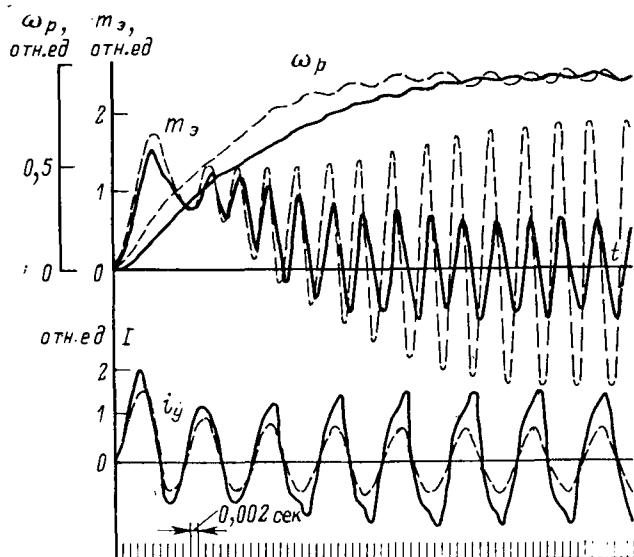


Рис. 1. Осциллограмма пуска управляемого асинхронного двигателя.

— — опытные зависимости; — — — расчетные зависимости без учета насыщения.

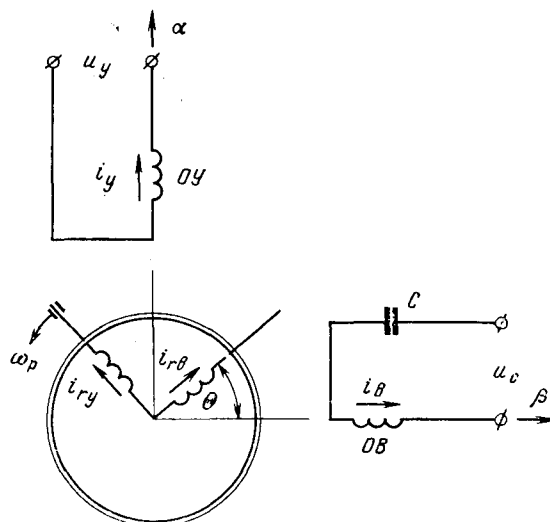


Рис. 2. Принципиальная схема асинхронного конденсаторного двигателя.

тат, фаза y упреждает b , можно записать:

$$B(\alpha) = \sum_1^v B_{y\nu} \sin \nu\alpha + \sum_1^v B_{b\nu} \cos \nu\alpha. \quad (3)$$

Выражения для потокосцеплений ψ_{my} , ψ_{mb} , ψ_{mr} и ψ_{mv} получаются после интегрирования (3) в соответствующих пределах по α , при этом справедливы следующие равенства:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{my} &= \sum_1^v \frac{k_\nu}{\nu k_1} \psi_{my\nu}; \\ \psi_{mb} &= \sum_1^v \frac{k_\nu}{\nu k_1} \psi_{mb\nu}; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \psi_{my\nu} &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi B(\alpha) \sin \nu\alpha d\alpha; \\ \psi_{mb\nu} &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi B(\alpha) \cos \nu\alpha d\alpha; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

k_1, k_ν — обмоточные коэффициенты статора для 1-й и ν -й гармоник; $\nu = 1, 3, 5 \dots$ — порядок гармоник.

Формулы для ψ_{mr} , ψ_{mv} имеют более сложную структуру:

$$\begin{aligned} \psi_{mr} &= \psi_{mr\alpha} \cos \theta + \psi_{mr\beta} \sin \theta; \\ \psi_{mv} &= \psi_{mv\alpha} \cos \theta - \psi_{mv\beta} \sin \theta, \end{aligned}$$

где $\psi_{mr\alpha}$, $\psi_{mr\beta}$ — потокосцепления, обусловленные полем воздушного зазора, эквивалентных контуров ротора в неподвижных относительно него координатах.

Угол θ является функцией времени и согласно рис. 2 вычисляется при известной скорости вращения ротора ω_p по уравнению вида:

$$\theta = \int_0^t \omega_p d\tau. \quad (6)$$

Определив величины $\psi_{mr\alpha}$, $\psi_{mr\beta}$ через найденные ранее ψ_{my} , ψ_{mb} , после несложных преобразований запишем:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{mr} &= \psi_{my} + \left(\frac{1}{3} \psi_{my_3} + \frac{1}{5} \psi_{my_5} \right) \cos 4\theta - \\ &\quad - \left(\frac{1}{3} \psi_{mb_3} + \frac{1}{5} \psi_{mb_5} \right) \sin 4\theta + \dots; \\ \psi_{mv} &= \psi_{mb} - \left(\frac{1}{3} \psi_{mb_3} - \frac{1}{5} \psi_{mb_5} \right) \cos 4\theta - \\ &\quad - \left(\frac{1}{3} \psi_{my_3} - \frac{1}{5} \psi_{my_5} \right) \sin 4\theta - \dots \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

При практических расчетах представленные выше ряды (4), (7) можно ограничить тремя членами. Кроме того, воспользовавшись одной из квадратурных формул [Л. 3] с делением интервала интегрирования на n участков, выражения (5) удобно преобразовать к виду:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{my} &= \sum_1^n S_{ky\nu} B(\alpha_k); \\ \psi_{mv} &= \sum_1^n S_{kb\nu} B(\alpha_k); \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $S_{ky\nu} = C_k \sin \nu\alpha_k$; $S_{kb\nu} = C_k \cos \nu\alpha_k$.

Коэффициенты α_k , C_k зависят от выбранного метода интегрирования. В частности, применяя наиболее простую фор-

мулу «прямоугольников», получаем:

$$C_k = \frac{2}{n}; \quad \alpha_k = (2k-1) \frac{\pi}{2n}.$$

Предварительный анализ показал, что вполне удовлетворительную точность при реальных уровнях насыщения и определении гармоник поля до пятого порядка включительно обеспечивает формула «прямоугольников» с $n=15+17$.

Таким образом, задача вычисления потокосцеплений отдельных обмоток машины сводится к нахождению дискретных значений функции $B(\alpha)$ в точках с координатами α_k . Для машин с равномерным воздушным зазором зависимость $B(\alpha)$ может быть приближенно построена по кривой намагничивания [Л. 4], если задано распределение суммарной н. с.:

$$F_\Sigma(\alpha) = F_s(\alpha) + F_r(\alpha),$$

где $F_s(\alpha)$, $F_r(\alpha)$ — н. с. статорной и роторной обмоток.

При целом числе пазов на полюс и фазу в относительных единицах можно принять:

$$\left. \begin{aligned} F_s(\alpha) &= i_y \sum_1^v \frac{k_\nu}{\nu k_1} \sin \nu + i_b \sum_1^v \frac{k_\nu}{\nu k_1} \times \\ &\quad \times (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \cos \nu\alpha; \\ F_r(\alpha) &= i_{r\alpha} \sum_1^v \frac{1}{\nu} \sin \nu(\alpha - \theta) + \\ &\quad + i_{r\beta} \sum_1^v \frac{1}{\nu} \cos \nu(\alpha - \theta), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ — токи эквивалентных роторных контуров.

Степень насыщения магнитной системы в среднем определяется главным образом 1-й гармоникой $F_\Sigma(\alpha)$, тогда после преобразования (9) к единой координатной системе имеем:

$$F_\Sigma(\alpha) = i_{y\Sigma} \sin \alpha + i_{b\Sigma} \cos \alpha, \quad (10)$$

где

$$i_{y\Sigma} = i_y + i_{ry}; \quad i_{b\Sigma} = i_b + i_{rb}.$$

Как отмечалось в начале статьи, последнее допущение справедливо лишь для машин с большим q , однако оно не ограничивает общности описываемого метода. При необходимости учет высших гармоник н. с. выполняется в соответствии с полными уравнениями (9).

Проведя операцию замены переменных в (8) при заданном законе распределения н. с. (10), получаем:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{my} &= \sum_{k=1}^n S_{ky\nu} B(F_{\Sigma k}); \\ \psi_{mv} &= \sum_{k=1}^n S_{kb\nu} B(F_{\Sigma k}), \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где $F_{\Sigma k} = i_{y\Sigma} \sin \alpha_k + i_{b\Sigma} \cos \alpha_k$.

Отметим, что совместное численное решение (1), (2), (4), (7) и (11) с применением стандартных методов интегрирования приводит к неприятным итерационным процессам, исключить которые можно, продифференцировав по времени выражения для потокосцеплений ψ_{my} , ψ_{mv} .

Если при этом кривую намагничивания $B(F_\Sigma)$ задать аналитически, например с помощью формулы Мюллера:

$$B(F_\Sigma) = a \operatorname{arctg} b F_\Sigma + B_0,$$

то для вычисления производных ψ'_{my} и ψ'_{mv} удобно воспользоваться следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \psi'_{my} &= K_{y\nu} i'_{y\Sigma} + L_{y\nu} i'_{b\Sigma}; \\ \psi'_{mv} &= K_{b\nu} i'_{b\Sigma} + L_{b\nu} i'_{y\Sigma}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$K_{yv} = \sum_{k=1}^n B'_k \sin \alpha_k \sin \alpha_k; \quad L_{yv} = \sum_{k=1}^n B'_k \sin \alpha_k \cos \alpha_k;$$

$$K_{bv} = \sum_{k=1}^n B'_k \cos \alpha_k \cos \alpha_k; \quad L_{bv} = \sum_{k=1}^n B'_k \cos \alpha_k \sin \alpha_k;$$

$$B'_k = \frac{abC_k}{1 + b^2(i_{y\gamma} \sin \alpha_k + i_{b\gamma} \cos \alpha_k)^2}.$$

Можно заметить, что коэффициенты K_{yv} , K_{bv} , L_{yv} и L_{bv} по своей физической природе представляют дифференциальные взаимные индуктивности обмоток машин, причем величины L_{yv} и L_{bv} определяют связи между контурами, расположенными по взаимно перпендикулярным осям α и β . Подобные ферромагнитные связи существуют лишь в насыщенных системах, что следует также из последних уравнений, в которых при $B'_1 = \dots = B'_k = \text{const}$ значения $L_{yv} = L_{bv} = 0$.

Значения производных $i'_{y\gamma}$ и $i'_{b\gamma}$ в (12) можно найти из (2). После несложных преобразований при учете гармоник до пятого порядка включительно можно записать:

$$i'_{y\gamma} = \left[\frac{\psi'_y}{l_s} + \frac{\psi'_{ry}}{l_r} - L'_y \left(\frac{\psi'_b}{l_s} + \frac{\psi'_{rb}}{l_r} - 4\omega_p \frac{\psi_{m\theta 0}}{l_r} \right) + \frac{4\omega_p \psi_{m\theta 0}}{l_r} \right] \cdot \left[1 + \frac{K_y}{l_s} + \frac{K_{yr}}{l_r} - L'_y \left(\frac{L_b}{l_s} + \frac{L_{br}}{l_r} \right) \right];$$

$$i'_{b\gamma} = \left[\frac{\psi'_b}{l_s} + \frac{\psi'_{rb}}{l_r} - \left(\frac{L_b}{l_s} + \frac{L_{br}}{l_r} \right) i'_{y\gamma} - \frac{4\omega_p \psi_{m\theta 0}}{l_r} \right] \cdot \left[1 + \frac{K_b}{l_s} + \frac{K_{br}}{l_r} \right]. \quad (13)$$

Здесь обозначено:

$$L'_y = \left(\frac{L_y}{l_s} + \frac{L_{yr}}{l_r} \right) \cdot \left(1 + \frac{K_b}{l_s} + \frac{K_{br}}{l_r} \right);$$

$$L_b = \sum_{v=1}^5 \frac{k_v}{\sqrt{k_1}} L_{bv}; \quad L_y = \sum_{v=1}^5 \frac{k_v}{\sqrt{k_1}} L_{yv};$$

$$K_b = \sum_{v=1}^5 \frac{k_v}{\sqrt{k_1}} K_{bv}; \quad K_y = \sum_{v=1}^5 \frac{k_v}{\sqrt{k_1}} K_{yv};$$

$$L_{br} = L_{b1} - \left(\frac{1}{3} L_{b3} - \frac{1}{5} L_{b5} \right) \cos 4\theta - \left(\frac{1}{3} K_{y3} - \frac{1}{5} K_{y5} \right) \sin 4\theta;$$

$$L_{yr} = L_{y1} + \left(\frac{1}{3} L_{y3} + \frac{1}{5} L_{y5} \right) \cos 4\theta - \left(\frac{1}{3} K_{b3} + \frac{1}{5} K_{b5} \right) \sin 4\theta;$$

$$K_{br} = K_{b1} - \left(\frac{1}{3} K_{b3} - \frac{1}{5} K_{b5} \right) \cos 4\theta - \left(\frac{1}{3} L_{y3} - \frac{1}{5} L_{y5} \right) \sin 4\theta;$$

$$K_{yr} = K_{y1} - \left(\frac{1}{3} K_{y3} + \frac{1}{5} K_{y5} \right) \cos 4\theta - \left(\frac{1}{3} L_{b3} + \frac{1}{5} L_{b5} \right) \sin 4\theta;$$

$$\psi_{m\theta 0} = \left(\frac{1}{3} \psi_{m\theta 3} - \frac{1}{5} \psi_{m\theta 5} \right) \sin 4\theta - \left(\frac{1}{3} \psi_{m\theta 3} + \frac{1}{5} \psi_{m\theta 5} \right) \cos 4\theta;$$

отн.ед

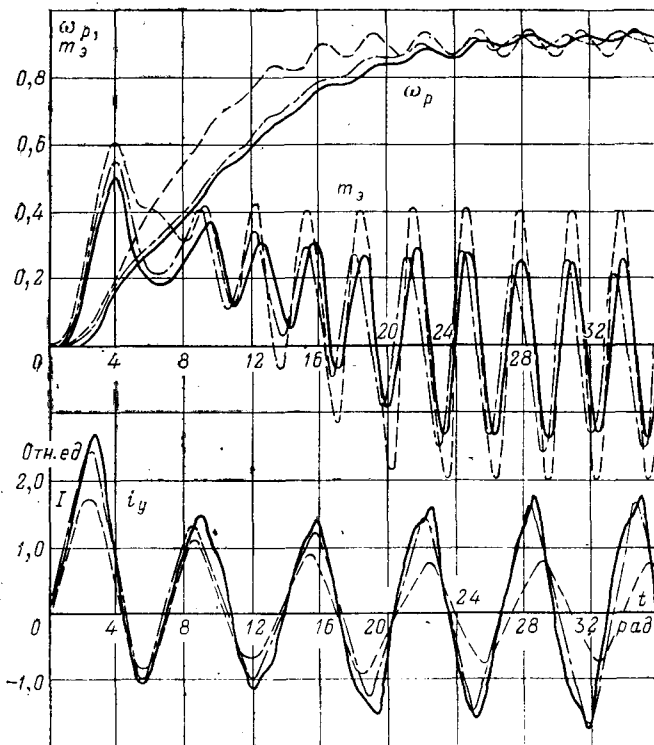


Рис. 3. Пусковые характеристики управляемого асинхронного двигателя, полученные с помощью ЦВМ при разных допущениях.

— с учетом насыщения и высших пространственных гармоник 3 и 5-го порядка; --- без учета насыщения магнитной цепи; - · - · с учетом насыщения, но без высших гармоник.

$$\psi_{m\theta 0} = \left(\frac{1}{3} \psi_{m\theta 3} - \frac{1}{5} \psi_{m\theta 5} \right) \sin 4\theta + \left(\frac{1}{3} \psi_{m\theta 3} + \frac{1}{5} \psi_{m\theta 5} \right) \cos 4\theta.$$

Для полной характеристики режима необходимо дополнительно получить уравнение движения ротора, которое в общем случае имеет вид:

$$\omega'_p = \frac{1}{H_j} (m_\theta - m_\tau).$$

где H_j — инерционная постоянная вращающихся масс; m_τ — момент внешних сил.

При принятых ранее условиях величина электромагнитного момента определяется лишь первой пространственной гармоникой индукции, поэтому в относительных единицах

$$m_\theta = \psi_{m\theta 1} i_{ry} - \psi_{m\theta 1} i_{rb}.$$

тогда

$$\omega'_p = \frac{1}{H_j} (\psi_{m\theta 1} i_{ry} - \psi_{m\theta 1} i_{rb} - m_\tau);$$

$$\theta' = \omega_p.$$

Итак, согласно предлагаемому методу для расчета переходных режимов требуется решить системы дифференциальных уравнений (1), (12) и (14) с использованием вспомогательных зависимостей (13); определяем токи соответствующих обмоток из (2), а потокоцепления из (4) и (7). Несмотря на кажущуюся сложность, задача легко реализуется с помощью малых ЦВМ и не требует разработки специальных программ. Подобный алгоритм решения достаточно подробно описан, например в [Л. 4].

Для иллюстрации на рис. 3 проведено сравнение пусковых характеристик управляемого асинхронного двигателя, полученных при различных допущениях. Расчеты проводились на ЦВМ «Найри-2», причем время счета одного варианта составляло 30 мин.

Выводы. 1. Предложенный в статье метод расчета переходных режимов насыщенных машин удобен для реализации на ЦВМ. При этом использованы обычные уравнения, в которых изменен лишь способ определения потокоцеплений.

2. Время, затрачиваемое для решения одного варианта задачи, оказывается приблизительно на 30—40% больше, чем при анализе того же режима, но без учета насыщения.

3. Проведенные для ряда машин мощностью от 10 до 500 вт расчеты процесса пуска показали, что достаточно принимать во внимание лишь 1, 3 и 5-ю пространственные гармоники поля, вызванные насыщением. При этом результаты расчетов на ЦВМ вполне удовлетворительно совпадают с экспериментальными зависимостями.



СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грузов Л. Н. Методы математического исследования электрических машин. М., Госэнергоиздат, 1953.
2. Важнов А. И. Основы теории переходных процессов синхронной машины. М., Госэнергоиздат, 1960.
3. Мелентьев П. В. Приближенные вычисления. М., Государственное издательство физико-математической литературы, 1962.
4. Сидельников Б. В. Анализ переходных процессов насыщенных синхронных машин с помощью ЭЦВМ. В кн.: Теоретические и экспериментальные исследования турбо- и гидрогенераторов большой мощности. М., «Наука», 1968.

[20.11.1973]

УДК 621.311:621.398.088

Методы вычисления оптимального цикла телеизмерения и погрешностей

Инж. СИУКАЕВ А. В.

Горловка

Низкочастотная телеизмерительная система (НЧ ТИС) ТНЧ-2, выпускаемая промышленностью, по многим ее характеристикам не всегда отвечает требованиям эксплуатации: низкая точность, отсутствие памяти, цифрового воспроизведения и др. Большая погрешность приемника ТНЧ-2 делает аппаратуру малоприменимой для ведения режимов энергосистем и использования в АСУ. Для улучшения характеристик НЧ ТИС в лаборатории телемеханики РЭУ Донбассэнерго разработаны, изготовлены и введены в эксплуатацию полупроводниковые приемники частотного телеизмерения (ТИ) с интегральным приемом и цифровым выходом. Разработки потребовали решения ряда вопросов: оценки точности, выбора оптимального времени интегрирования T_0 , помехозащищенности интегрального метода ТИ, надежности и др. В статье рассматриваются точный и упрощенный методы вычисления погрешностей и оптимального цикла при интегральном частотном ТИ.

Определение суммарной погрешности и оптимального времени интегрирования (точный метод). При интегральном частотном ТИ на вход приемника непрерывно поступают периоды (импульсы), пропорциональные интегральному значению непрерывного процесса. Интегральное значение воспроизводится в конце цикла и держится постоянным до следующего цикла, что соответствует ступенчатой аппроксимации процесса. Среднеквадратическая погрешность аппроксимации зависит от времени интегрирования и, как правило, растет с увеличением T , а статическая погрешность воспроизведения, связанная с дискретным отсчетом непрерывного процесса, при увеличении времени интегрирования уменьшается.

Погрешность, вызванная одновременно интегрированием и дискретным отсчетом, имеет минимум при некотором оптимальном времени интегрирования T_0 . Таким образом, дисперсия суммарной ошибки D выразится через соответствующие дисперсии аппроксимации D_u и дискретности D_ϕ , т. е. $D = D_u + D_\phi$.

Предполагается, что измеряемые процессы случайны, стационарны и имеют корреляционную функцию $K_x(\tau)$ экспоненциальной формы:

$$K_x(\tau) = D_x e^{-\omega_0 |\tau|}, \quad (1)$$

где D_x — дисперсия измеряемого процесса; ω_0 — частота затухания корреляционной функции.

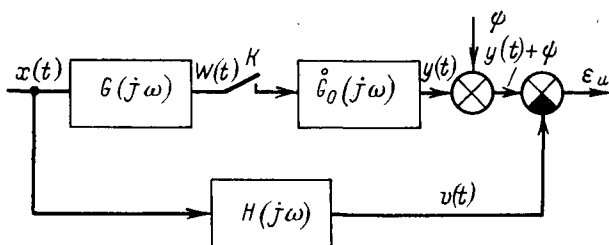


Рис. 1.

Точность измерения оценивается среднеквадратической погрешностью.

Расчетная схема устройства представлена на рис. 1 и состоит из интегратора с передаточной функцией $G(j\omega)$, импульсного ключа K , экстраполирующего звена с памятью нулевого порядка и передаточной функцией $\hat{G}_0(j\omega)$, фильтра $H(j\omega)$, схемы вычитания. На схеме показано действие шума ψ , вызванного ошибкой дискретности.

Передаточные функции звеньев устройства запишем как:

$$G(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T}; \quad (2)$$

$$\hat{G}_0(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega}; \quad (3)$$

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T_1}, \quad (4)$$

где T_1 — постоянная времени фильтра ($T_1 = 1/\omega_1$).

Динамическая ошибка. Погрешность аппроксимации и интегрирования составляют динамическую ошибку — разность между выходным сигналом экстраполятора $y(t)$, являющегося результатом преобразования (действительным значением измеряемого непрерывного процесса), и желательным сигналом $v(t)$, связанным с исходным процессом передаточной функцией фильтра [Л. 1], т. е.

$$\epsilon_u(t) = y(t) - v(t). \quad (5)$$

Если $T_1 = 0$, то $H(j\omega) = 1$ и $v(t) = x(t)$. Выходной сигнал устройства $y(t)$ — результат воздействия входного сигнала $x(t)$ и шума ψ , вызванного ошибкой дискретности, $y(t) = [x(t), \psi]$ или согласно [Л. 2]

$$y(t) = m(t) + n(t), \quad (6)$$

где $m(t)$ и $n(t)$ — реакции устройства на входной сигнал и шум. Средний квадрат динамической ошибки устройства

$$\overline{\epsilon_u^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \epsilon_u^2(t) dt \quad (7)$$

или с учетом (5) и (6), обозначив $\overline{\epsilon_u^2(t)}$ через D_u и пропустив промежуточные выкладки, получим:

$$D_u = K_y(0) - 2K_{yv}(0) + K_v(0) \quad (8)$$

и

$$D_u = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_y(\omega) - 2S_{yv}(\omega) + S_v(\omega)] d\omega, \quad (9)$$

где $K_y(0)$, $S_y(\omega)$ и $K_v(0)$, $S_v(\omega)$ — корреляционные функции и спектральные плотности последовательной цепочки $x(t) - y(t)$ и желательного процесса [Л. 1]; $K_{yv}(0)$, $S_{yv}(\omega)$ — взаимная корреляционная функция и взаимная спектральная плотность действительного и желательного процессов.

Учитывая

$$S_y(\omega) = |G(j\omega)|^2 S_x(\omega),$$

где из (1) спектральная плотность процесса

$$S_x(\omega) = \frac{2D_x\omega_0}{\omega^2 + \omega_0^2},$$

получаем

$$K_y(0) = D_y = \frac{2D_x}{\omega_0^2 T^2} (\omega_0 T - 1 + e^{-\omega_0 T}); \quad (10)$$

$$K_{yv}(0) = D_{yv} = D_x \left[\frac{\omega_1^2 (\omega_1 + \omega_0) (1 - e^{-\omega_0 T})^2 -}{\omega_1 \omega_0^2 (\omega_1^2 - \omega_0^2)} \rightarrow \right. \\ \left. \rightarrow \frac{-2\omega_0^3 (1 - e^{-\omega_1 T})^2}{-\omega_0^2 T^2} \right]; \quad (11)$$

$$K_v(0) = D_v = D_x \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_0}. \quad (12)$$

Таким образом, дисперсия динамической ошибки устройства по (8) или (9) с учетом ее составляющих (10)–(12) будет представлена:

$$D_u = 2D_x \left[\frac{\omega_0 T - 1 + e^{-\omega_0 T}}{\omega_0^2 T^2} - \frac{\omega_1^2 (\omega_1 + \omega_0) (1 - e^{-\omega_0 T})^2 - 2\omega_0^3 (1 - e^{-\omega_1 T})^2}{\omega_1 \omega_0^2 (\omega_1^2 - \omega_0^2) T^2} + \frac{\omega_1}{2(\omega_1 - \omega_0)} \right]. \quad (13)$$

Если имеем

1) $\omega_1 = \omega_0$, то

$$K_{yv}(0) = D_x \frac{(1 - e^{-\omega_0 T}) [5(1 - e^{-\omega_0 T}) - 4\omega_0 T e^{-\omega_0 T}]}{2\omega_0^2 T^2};$$

$$K_v(0) = 0,5 D_x$$

и

$$D_u = 2D_x \left\{ \frac{\omega_0 T - 1 + e^{-\omega_0 T}}{\omega_0^2 T^2} - \frac{(1 - e^{-\omega_0 T}) [5(1 - e^{-\omega_0 T}) - 4\omega_0 T e^{-\omega_0 T}]}{2\omega_0^2 T^2} + 0,25 \right\}; \quad (14)$$

2) $\omega_1 = \infty$, то

$$K_{yv}(0) = D_x \frac{(1 - e^{-\omega_0 T})^2}{\omega_0^2 T^2};$$

$$K_v(0) = D_x$$

и

$$D_u = 2D_x \left[\frac{\omega_0 T - 1 + e^{-\omega_0 T}}{\omega_0^2 T^2} - \frac{(1 - e^{-\omega_0 T})^2}{\omega_0^2 T^2} + 0,5 \right]. \quad (15)$$

Анализ полученных формул показывает:

1. Чем больше ω_0 , тем больше D_u/D_x , а значит больше и динамическая ошибка, и наоборот. Например, для процесса с $\omega_0 = \omega_1 = 0,01$ гц квадрат приведенной среднеквадратической ошибки в 15,7 раз выше, чем для процесса с $\omega_0 = \omega_1 = 0,0005$ гц.

2. В зависимости от фильтра T кривые $D_u/D_x = f(T)$ на входе устройства имеют различный характер. При $\omega_1 < \infty$ кривые на начальном участке времени падают, причем тем быстрее, чем больше ω_0 . Например, если $\omega_1 = 0,1$, а $\omega_0 = 0,01$, то минимальное значение дисперсии ошибки соответствует периоду интегрирования $T = 7-8$ сек, а если $\omega_1 = 0,005$, $\omega_0 = 0,0005$, то $T = 100$ сек.

При $\omega_1 = \infty$ кривые имеют приблизительно линейную зависимость и исходят из начала координат.

Статическая ошибка. За время T сек подсчитывается N_1 дробное число импульсов, соответствующее измеряемому параметру

$$x(t) = \frac{f}{a} = \frac{N_1}{aT}. \quad (16)$$

$T, \text{сек}$	1	2	5	6	7	8	9	10	15	20
D^I	1526	392,5	97	87,2	85	81,7	85,7	91,2	118,7	151,8
D_u^I	9	13,5	36	45	54	58	67	76	112	148
D_ψ	1517	379	61	42,2	31	23,7	18,7	15,2	6,74	3,8
D^{II}	2,2	3,2	8,6	11	13	14	16,2	18,3	27	36
D^{II}	1519	382,2	69,6	53,2	44	37,7	34,9	33,5	34,7	39,8

Фактически устройство считает целое число импульсов $z = N_1 + \rho$, которое соответствует параметру z , отличающемуся от $x(t)$:

$$z = \frac{N_1 + \rho}{aT}. \quad (17)$$

Ошибка дискретности вычисляется из (16) и (17):

$$\psi = z - x(t) = \frac{\rho}{aT},$$

где ρ — случайная величина с треугольным распределением. Дисперсия такой ошибки [Л. 1]

$$D_\psi = \frac{1}{12a^2 T^2}$$

или

$$D_\psi = \frac{b^2}{T^2}, \quad (18)$$

где

$$b^2 = \frac{x^2}{12f^2}.$$

Таким образом,

$$D = (13) + \frac{b^2}{T^2}. \quad (19)$$

Аналитический метод определения T из (19) сложен и связан с большим объемом математических выкладок. Здесь целесообразно использовать более простой графо-аналитический метод определения времени интегрирования. Для этого достаточно иметь характеристику контролируемого процесса. Вычислив дисперсию полной ошибки (19), по минимальному значению ее находим оптимальное время интегрирования T_0 .

Пример 1. Найдем оптимальное время (цикл) интегрирования и минимальную погрешность суммарной активной мощности ГРЭС. Реализация I: $m_x = 1925$ Мвт; $D_x = 4494$ Мвт²; $\omega_0 = 0,001$. Реализация II: $m_x = 1880$ Мвт; $D_x = 1083$ Мвт²; $\omega_0 = 0,001$, $x(t)_{\max} = 2300$ Мвт; $f = 17$ гц; $b_2 = 1517$ Мвт² · сек².

Если $T_0 = 0$, то $H(j\omega) = 1$, тогда D_u и D_x для разных T вычисляются по (15) и (18).

Результаты вычислений приведены в таблице и по ним построены графики $D/D_x = f(T)$ на рис. 2.

Из таблицы и кривых видно,

что $T_0 = 8$ сек, $T_0 = 10$ сек,

$\delta^I = \sqrt{81,7} = 9,04$ Мвт, $\delta^I \% =$

$= 0,39$ %. Если δ^I отнести к математическому ожиданию m_x ,

то $\delta^I \% = 0,47$ %.

$\delta^{II} = \sqrt{33,5} = 5,8$ Мвт,

$\delta^{II} \% = 0,25$ или $0,31$ %.

Упрощенный метод определения погрешности и оптимального времени интегрирования. В основу расчета берутся значения средних скоростей параметра процесса $x'(t)$. Дисперсия динамической ошибки $D_u = [1,5 T \cdot x'(t)]^2$, а дисперсия суммарной ошибки

$$D = \frac{b^2}{T^2} + 2,25 x'(t)^2 T^2. \quad (20)$$

При некотором оптимальном времени интегрирования T_0 дисперсия суммарной ошибки (20) достигает минимального

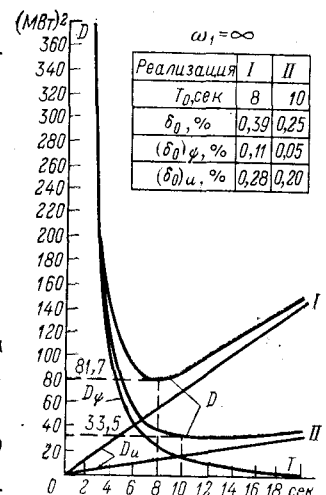


Рис. 2.

значения. Условие минимума находится приравниванием к нулю первой производной D по T , т. е.

$$\frac{d(D)}{dT} \Big|_{T=T_0} = -\frac{2b^2}{T_0^3} + 4,5 \cdot \overline{x'(t)^2} \cdot T_0 = 0,$$

откуда

$$T_0 = 0,816 \sqrt{\frac{b}{\overline{x'(t)^2}}}. \quad (21)$$

Минимум суммарной погрешности воспроизведения определяется из (20), если в его выражение подставим значение T_0 из (21),

$$D_0 = 3b\overline{x'(t)}. \quad (22)$$

При оптимальном времени интегрирования достигается минимальное значение дисперсии суммарной погрешности и равенство составляющих погрешностей.

Подставив в (21) и (22) значение b , получим:

$$T_0 = \frac{0,44}{\sqrt{f\alpha}}; \quad (23)$$

$$D_0 = 0,867 \frac{x(t)\overline{x'(t)}}{f}, \quad (24)$$

где

$$\alpha = \frac{\overline{x'(t)}}{x(t)}.$$

В частном случае, если $f=17$ гц, то (23) и (24) записываются:

$$T_0 = \frac{0,106}{\sqrt{\alpha}}; \quad (25)$$

◆ ◆ ◆

О «шуме» дискретного регулирования исполнительных двигателей

Доктор техн. наук В. Л. СОСОНКИН

Москва

За последнее время широкое распространение получили способы дискретного регулирования скорости силовых исполнительных механизмов как электрических [Л. 1 и 2], так и гидравлических [Л. 3]. Наряду с важными достоинствами подобные способы обладают и существенным недостатком — в законе регулирования скорости выходного звена присутствует колебательная составляющая. Рассеяние мгновенных значений скоростей относительно определенной заданной характеризует «шум» или помеху, сопутствующую дискретному регулированию. В силу этого за показатель качества регулирования можно принять свойства дифференциальной функции плотности вероятности рассеяния мгновенных значений скоростей v выходного звена исполнительного механизма относительно некоторой постоянной заданной скорости $v_{зад}$. Минимизация критерия позволит, очевидно, оптимизировать процесс дискретного регулирования и выбрать параметры и регулировочные характеристики автоматической разомкнутой системы либо параметры и регулировочные характеристики прямой ветви замкнутой автоматической системы. Последующие выводы ставят своей задачей получить математическое выражение для определения указанного критерия.

Динамическая расчетная модель привода с дискретным регулированием скорости показана на рис. 1,а. Непрерывная последовательность мгновенных импульсов с периодом T модулируется входным сигналом v_0 во входном модуляторе δ . Этим входным сигналом является задаваемая двигателю скорость при постоянно замкнутом ключе. Модулированная последовательность v_0^* попадает на вход звена (ключа), формирующего импульсы конечной длительности Δt со скважностью $T/\Delta t$. Далее сигнал поступает в объект и звено фиктивного запаздывания. Звено запаздывания, смещающее реакцию объекта на фиктивное время τ , позволит в дальнейшем определить эту реакцию в произвольные моменты времени, а не только в моменты, задаваемые модулятором δ . Непрерывная реакция объекта v модулирует последовательность мгновенных импульсов в выходном модуляторе δ , который работает синхронно с вход-

или в процентах к $x(t)$

$$D_0 = 0,051 \cdot x(t) \cdot \overline{x'(t)}$$

$$\delta_0 = 22,6 \sqrt{\alpha}, \quad \%. \quad (26)$$

На производстве часто приходится определять время интегрирования T при известных значениях суммарной среднеквадратической ошибки $\delta\%$ и средней скорости изменения непрерывного процесса $\overline{x'(t)}$, т. е. $T = f(\delta; \overline{x'(t)})$, где δ в %. Запишем для этого случая

$$T = \sqrt{\frac{10^{-4}(\delta)^2 \pm \sqrt{10^{-8}(\delta)^4 - 0,75(f^2)^{-1}\alpha^2}}{4,5\alpha^2}}, \text{ сек.} \quad (27)$$

где α — в гц.

Пример 2. Пусть $\delta=0,4\%$; $\overline{x'(t)}=0,26$ Мвт/сек; $x(t)=1500$ Мвт, тогда $T_1=4,47$ сек; $T_2=14,7$ сек, т. е. для цикла $T_1 \leq T \leq T_2$ приемное устройство всегда будет обеспечивать погрешность 0,4%.

Если теперь решить по формулам упрощенного метода (25) и (26) с $\overline{x'(t)}=0,467$ Мвт/сек первый пример (реализацию 1), то получим $T_0=7,4$ сек; $\delta_0=0,33\%$. Расхождение в расчетах соответственно — 7,5% и — 15%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шенброт И. М., Гинзбург М. Я. Расчет точности систем централизованного контроля. М., «Энергия», 1970.
2. Ту Ю. Цифровые импульсные системы автоматического управления. М., «Советское радио», 1964.

[3.5.1973]

УДК 62-83:621.313.2.078

ным. Рассмотрев установившееся движение объекта при подаче в двигатель непрерывной последовательности входных управляющих прямоугольных импульсов (график 5 на рис. 1,б), определим рассеяние мгновенных значений скоростей v_i относительно постоянной заданной скорости $v_{зад}$.

Полная вероятность P некоторого значения v_i скорости внутри временного интервала $0 < \tau < 1$, равного безразмерному периоду $T=1$ следования управляющих импульсов, может быть определена таким образом:

$$P(v_i) = [P(v_i)]_{\tau < 1 - \Delta t} + [P(v_i)]_{\tau > 1 - \Delta t} = (1 - \Delta t) [P(\tau_i/v_i)]_{\tau < 1 - \Delta t} + \Delta t [P(\tau_i/v_i)]_{\tau > 1 - \Delta t}, \quad (1)$$

где $\tau = \frac{\tau}{T}$; $\Delta t = \frac{\Delta t}{T}$; τ , τ_i — соответственно размерный и безразмерный текущие моменты времени внутри периода следования управляющих импульсов; $P(\tau_i/v_i)$ — условная полная вероятность момента времени τ_i , функционально связанного со значением скорости v_i внутри рассматриваемого подынтервала $(1 - \Delta t)$, либо Δt . Целесообразность деления безразмерного периода $T=1$ следования управляющих импульсов на два подынтервала $(1 - \Delta t)$ и Δt — будет пояснена ниже.

Если в выражении (1) от полных вероятностей P перейти к дифференциальным функциям w плотности распределения вероятности, то будет получена следующая формула:

$$w(v_i) dv = (1 - \Delta t) [w(\tau_i/v_i) d\tau]_{\tau < 1 - \Delta t} + \Delta t [w(\tau_i/v_i) d\tau]_{\tau > 1 - \Delta t}. \quad (2)$$

По своему физическому смыслу закон распределения

$w(\bar{\tau}_i/v_i)$ является равномерным, причем $w(\bar{\tau}_i/v_i) = 1$, тогда

$$w(v_i) = \frac{1 - \Delta t}{\left[\frac{dv}{d\tau}(v_i) \right]_{\bar{\tau} < 1 - \Delta t}} + \frac{\Delta t}{\left[\frac{dv}{d\tau}(v_i) \right]_{\bar{\tau} > 1 - \Delta t}}. \quad (3)$$

Уравнение (3) позволяет определить (рассчитать либо построить графически) дифференциальную функцию плотности вероятности $w(v_i)$, которая и сама по себе является критерием оценки шума дискретного регулирования, а, кроме того, может послужить основой для определения энтропии совокупности мгновенных значений скоростей по формуле Шеннона [Л. 4].

Однако для расчетов, как и для графических построений, необходимо знать зависимости ускорений $\frac{dv}{d\tau}(v_i) = \varepsilon(v_i)$ внутри подынтервалов $(1 - \Delta t)$ и Δt .

Обращает на себя внимание то обстоятельство, что эти зависимости являются ничем иным, как уравнениями фазовых траекторий внутри соответствующих временных подынтервалов. Таким образом, возникает нетривиальная задача определить уравнения фазовых траекторий для установившегося вынужденного движения объекта под воздействием непрерывной последовательности входных управляющих прямоугольных импульсов.

Рассмотрим передаточную функцию $W(s)$ объекта с учетом дополнительного фиктивного запаздывания τ , которое позволит нам в дальнейшем при использовании математического аппарата дискретного преобразования Лапласа знать закон движения выходного звена в промежутке $0 < \tau < T$, а не только в моменты замыкания импульсного ключа δ :

$$W(s) = \frac{v(s)}{v_{\text{зад}}(s)} = \frac{ke^{-\tau s}}{T_{\text{пр}}^2 s^2 + 2\xi T_{\text{пр}} s + 1}. \quad (4)$$

Передаточная функция W записана в обычной форме: k — коэффициент усиления; $T_{\text{пр}}$ — постоянная времени; ξ — коэффициент демпфирования; $v_{\text{зад}} = \frac{v_0 \Delta t}{T}$.

Перейдем в выражении (4) к приведенному оператору Лапласа $q = sT$; воспользуемся также некоторыми дополнительными обозначениями:

$$W(q) = k_1 \frac{\beta e^{-\tau q}}{(q + \alpha)^2 + \beta^2}, \quad (5)$$

где

$$k_1 = \frac{kT}{T_{\text{пр}} \sqrt{1 - \xi^2}}; \quad \alpha = \frac{\xi T}{T_{\text{пр}}}; \quad \beta = \frac{T}{T_{\text{пр}}} \sqrt{1 - \xi^2}.$$

Та же передаточная функция, но в смысле дискретного преобразования Лапласа, имеет различное выражение для $\tau < T$ (или $\bar{\tau} < 1$) и для $\tau > T$ (или $\bar{\tau} > 1$):

$$W(z) = k_1 e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \frac{z \sin \beta(1-\bar{\tau}) + e^{-\alpha} \sin \beta \bar{\tau}}{z^2 - 2ze^{-\alpha} \cos \beta + e^{-2\alpha}}, \quad \text{если } \tau < T; \quad (6)$$

$$W(z) = k_1 e^{-\alpha(2-\bar{\tau})} \frac{z \sin \beta(2-\bar{\tau}) + e^{-\alpha} \sin \beta(\bar{\tau}-1)}{z(z^2 - 2ze^{-\alpha} \cos \beta + e^{-2\alpha})}, \quad \text{если } \tau > T. \quad (7)$$

Реакция (в смысле z -преобразования) объекта на последовательность входных управляющих импульсов, задающих $v_{\text{зад}} = 1$, длительностью Δt описывается следующими выражениями:

$$H(z, \bar{\tau}) = k_1 A_1(z) e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \sin \beta(1-\bar{\tau}) + k_1 A_2(z) e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \sin \beta \bar{\tau} - k_1 A_1(z) e^{-\alpha(1-\Delta t - \bar{\tau})} \times \sin \beta(1 - \Delta t - \bar{\tau}) - k_1 A_2(z) e^{-\alpha(1-\Delta t - \bar{\tau})} \sin \beta(\bar{\tau} + \Delta t) \quad \text{при } \bar{\tau} + \Delta t < 1; \quad (8)$$

$$H(z, \bar{\tau}) = k_1 A_1(z) e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \sin \beta(1-\bar{\tau}) + k_1 A_2(z) e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \sin \beta \bar{\tau} - k_1 A_3(z) e^{-\alpha(2-\Delta t - \bar{\tau})} \times \sin \beta(2 - \Delta t - \bar{\tau}) - k_1 A_4(z) e^{-\alpha(2-\Delta t - \bar{\tau})} \times \sin \beta(\bar{\tau} + \Delta t - 1) \quad \text{при } \bar{\tau} + \Delta t > 1. \quad (9)$$

Поскольку вывод выражений (8), (9) здесь опущен, в качестве разъяснения заметим следующее. Исходными для полу-

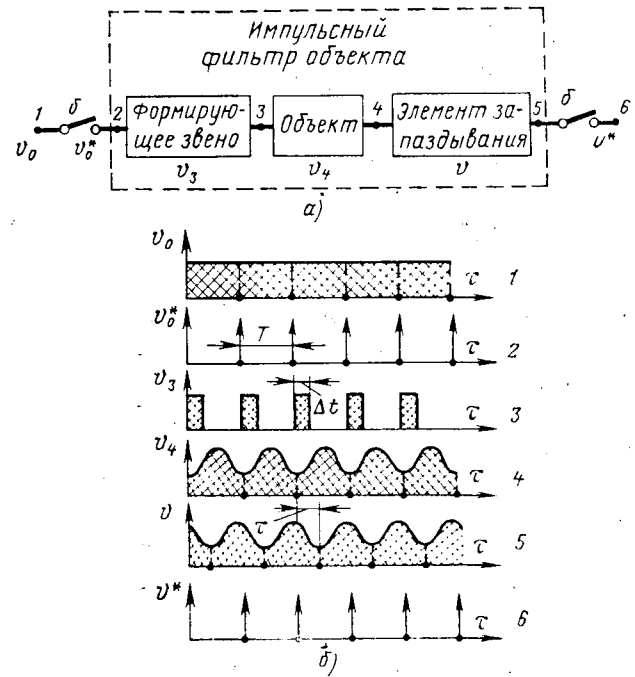


Рис. 1. Динамическая расчетная модель привода с дискретным регулированием скорости.

а — структура звеньев модели привода; б — циклограмма прохождения сигналов в узловых точках модели.

чения выражений являются передаточные функции (6), (7). Оба выражения описывают реакцию объекта, но на различных подынтервалах: $(0 < \tau < 1 - \Delta t)$ и $(1 - \Delta t < \tau < 1)$. Именно это обстоятельство заставило нас в начале статьи составлять формулы (1)–(3) из двух частей, каждая из которых относится к своему подынтервалу. Кроме того, выражения (8), (9) записаны таким образом, что содержат коэффициенты, зависящие либо только от оператора z (это относится ко всем коэффициентам A), либо только от параметра τ (это относится к остальным коэффициентам).

Обозначения в формулах (8), (9) имеют следующий смысл:

$$\left. \begin{aligned} A_1(z) &= \frac{z^2}{(z-1)(z^2 - az + b)}; \\ A_2(z) &= \frac{ze^{-\alpha}}{(z-1)(z^2 - az + b)}; \\ A_3(z) &= \frac{z}{(z-1)(z^2 - az + b)}; \\ A_4(z) &= \frac{e^{-\alpha}}{(z-1)(z^2 - az + b)}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

причем $a = 2e^{-\alpha} \cos \beta$; $b = e^{-2\alpha}$.

Поскольку коэффициенты A зависят только от z , они с течением времени стремятся к некоторым постоянным значениям по мере того, как затухает переходный процесс, связанный с первоначальным «набросом» последовательности управляющих входных импульсов. По смыслу поставленной задачи нас интересуют именно установившиеся значения коэффициентов A . Ниже предложен способ определения этих значений.

Осуществив в выражении для A_1 деление числителя на знаменатель по правилу деления многочленов, получим:

$$A_1 = m_0 z^0 + (m_0 + m_1) z^{-1} + (m_0 + m_1 + m_2) z^{-2} + \dots + z^{-r} \sum_{n=0}^{n=r} (m_n) + \dots, \quad (11)$$

где коэффициенты при z^{-r} в соответствии с правилами перехода от изображений в смысле дискретного преобразования Лапласа к оригиналам дают значение коэффициента $A_{1,r}$ в пределах периода номера r .

Было обнаружено, что слагаемые m могут быть найдены с помощью вспомогательной матрицы:

$m_0 =$	1	0	0	0	0	0
$m_1 =$	a	0	0	0	0	0
$m_2 =$	a^2	$-b$	0	0	0	0
$m_3 =$	a^3	$-2ab$	0	0	0	0
$m_4 =$	a^4	$-3a^2b$	$+b^2$	0	0	0
$m_5 =$	a^5	$-4a^3b$	$+3ab^2$	0	0	0
$m_6 =$	a^6	$-5a^4b$	$+6a^2b^2$	$-b^3$	0	0
$m_7 =$	a^7	$-6a^5b$	$+10a^3b^2$	$-4ab^3$	0	0

Читать эту матрицу следует по горизонтали построчно, а заполняется она по диагонали слева направо вниз. В каждой диагонали, как это видно из структуры матрицы, расположены различные степени двучлена $(a-b)$. Имея в виду указанную закономерность, нетрудно продолжить матрицу и определить слагаемые m любого номера. Начиная с некоторого номера r , слагаемые m становятся практически равными нулю. Это означает, что в периодах этого и последующих номеров движение будет носить установившийся характер. Значение коэффициента $A_1 = A_{1,r}$ в этом периоде и следует зафиксировать и подставить в качестве постоянного множителя в формулы (8), (9). Остальные коэффициенты $A_{2,r} \div A_{4,r}$ связаны с $A_{1,r}$ соотношениями, следующими из (10):

$$A_{2,r} = A_{1,r+1}e^{-\alpha}; A_{3,r} = A_{1,r+1}; A_{4,r} = A_{1,r+2}e^{-\alpha}. \quad (13)$$

Таким образом, переменное установившееся значение v_i скорости объекта в пределах некоторого периода номера r подчиняется следующей зависимости:

$$v_i(\bar{\tau}) = k_1 A_{1,r} e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \sin \beta(1-\bar{\tau}) + k_1 A_{2,r} e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \sin \beta \bar{\tau} - k_1 A_{1,r} e^{-\alpha(1-\bar{\Delta}t-\bar{\tau})} \sin \beta(1-\bar{\Delta}t-\bar{\tau}) - k_1 A_{2,r} e^{-\alpha(1-\bar{\Delta}t-\bar{\tau})} \sin \beta(\bar{\tau} + \bar{\Delta}t) \text{ при } \bar{\tau} + \bar{\Delta}t < 1; \quad (14)$$

$$v_i(\bar{\tau}) = k_1 A_{1,r} e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \sin \beta(1-\bar{\tau}) + k_1 A_{2,r} e^{-\alpha(1-\bar{\tau})} \sin \beta \bar{\tau} - k_1 A_{3,r} e^{-\alpha(2-\bar{\Delta}t-\bar{\tau})} \sin \beta(2-\bar{\tau}-\bar{\Delta}t) - k_1 A_{4,r} e^{-\alpha(2-\bar{\Delta}t-\bar{\tau})} \sin \beta(\bar{\tau} + \bar{\Delta}t - 1) \text{ при } \bar{\tau} + \bar{\Delta}t > 1. \quad (15)$$

Нетрудно показать, что выражения (14), (15) можно рассматривать как решения одного и того же дифференциального уравнения для различных начальных условий. Это искусственное (поскольку отражает движение дискретного привода лишь в установившемся колебательном режиме) дифференциальное уравнение имеет такой вид:

$$\frac{d^2 v_i}{d\tau^2} - 2\alpha \frac{dv_i}{d\tau} +$$

Рис. 2. К расчету критерия оценки системы при дискретном регулировании скорости.

a — фазовый портрет движения в установившемся режиме дискретного регулирования; b — график дифференциальной функции плотности вероятности рассеяния мгновенных значений скорости при дискретном регулировании относительно заданной средней,

$$+ (\alpha^2 + \beta^2) \operatorname{sign} \left[\frac{dv_i}{d\tau} \right] = 0. \quad (16)$$

Уравнение может быть переписано в виде, удобном при построении фазовых портретов:

$$\varepsilon_i \frac{d\varepsilon_i}{dv_i} - 2\alpha\varepsilon_i + (\alpha^2 + \beta^2) \operatorname{sign} \varepsilon_i = 0, \quad (17)$$

где $\varepsilon_i = \frac{dv_i}{d\tau}$.

Решение (14) получается из уравнения (17) при следующих начальных условиях:

$$[v_i]_{\tau=0} = k_1 A_{1,r} e^{-\alpha} \sin \beta - k_1 A_{1,r} e^{-\alpha(1-\bar{\Delta}t)} \sin \beta(1-\bar{\Delta}t) - k_1 A_{2,r} e^{-\alpha(1-\bar{\Delta}t)} \sin \beta \bar{\Delta}t; \quad (18)$$

$$[\varepsilon_i]_{\tau=0} = k_1 A_{1,r} e^{-\alpha} (\alpha \sin \beta - \beta \cos \beta) + k_1 A_{2,r} e^{-\alpha} \beta - k_1 A_{1,r} e^{-\alpha(1-\bar{\Delta}t)} [\alpha \sin \beta(1-\bar{\Delta}t) - \beta \cos \beta(1-\bar{\Delta}t)] - k_1 A_{2,r} e^{-\alpha(1-\bar{\Delta}t)} (\alpha \sin \beta \bar{\Delta}t + \beta \cos \beta \bar{\Delta}t).$$

Решение (15) получается из уравнения (17) при следующих начальных условиях:

$$[v_i]_{\tau=1-\bar{\Delta}t} = k_1 A_{1,r} e^{-\alpha \bar{\Delta}t} \sin \beta \bar{\Delta}t + k_1 A_{2,r} e^{-\alpha \bar{\Delta}t} \times \times \sin \beta(1-\bar{\Delta}t) - k_1 A_{3,r} e^{-\alpha} \sin \beta; \quad (19)$$

$$[\varepsilon_i]_{\tau=1-\bar{\Delta}t} = k_1 A_{1,r} (\alpha e^{-\alpha \bar{\Delta}t} \sin \beta \bar{\Delta}t - \beta e^{-\alpha \bar{\Delta}t} \cos \beta \bar{\Delta}t) + k_1 A_{2,r} [\alpha e^{-\alpha \bar{\Delta}t} \sin \beta(1-\bar{\Delta}t) + \beta e^{-\alpha \bar{\Delta}t} \cos \beta(1-\bar{\Delta}t)] - k_1 A_{3,r} [\alpha e^{-\alpha} \sin \beta - \beta e^{-\alpha} \cos \beta] - k_1 A_{4,r} \beta e^{-\alpha \bar{\Delta}t}.$$

Итак, получено уравнение (17) фазовой характеристики установившегося движения объекта под действием непрерывной последовательности входных управляющих прямоугольных импульсов. Эта фазовая характеристика состоит из двух ветвей, каждая из которых строится для своих начальных условий (18), (19). Фазовая характеристика дает искомую зависимость $\varepsilon_i = f(v_i)$, необходимую для расчетов или построений по формуле (3).

Результатом теоретических выводов, следовательно, является разработка методики построения критерия качества, позволяющего оценить шум дискретного регулирования скорости силовых исполнительных двигателей.

Пример. Произведем оценку шума импульсного (например, со скважностью 2) регулирования скорости двигателя, численные выражения для передаточных функций которого имеют следующий вид:

$$W(s) = \frac{e^{-\tau s}}{25 \cdot 10^{-6} s^2 + 6 \cdot 10^{-3} s + 1};$$

$$W(q) = \frac{4e^{-\tau q}}{(q+1,2)^2 + 2,56},$$

где $T_{вр} = 5 \cdot 10^{-3}$ сек; $\xi = 0,6$; $k = v_0 = 1$; $T = 10^{-2}$ сек (см. формулы (4), (5)).

На первом этапе расчетов определим слагаемые m_i вспомогательной матрицы (12). Значения слагаемых для последовательно возрастающих номеров i таковы: 1; $-0,0175$; $-0,0904$; $0,0031$; $0,0081$; $0,0003 \dots$; причем, начиная с $i=5$, $m_i \approx 0$. Это говорит о том, что переходный процесс, связанный с первоначальным «набросом» последовательности управляющих входных импульсов, практически затухает в пятом периоде. Для пятого периода рассчитаем по формулам (11) и (13) коэффициенты $A_{1,r=5} \div A_{4,r=5}$: $A_{1,r=5} = A_{3,r=5} = 0,904$; $A_{2,r=5} = A_{4,r=5} = 0,272$.

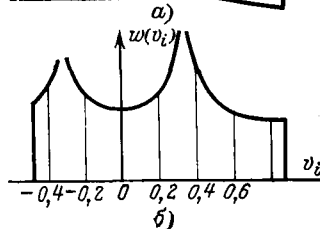
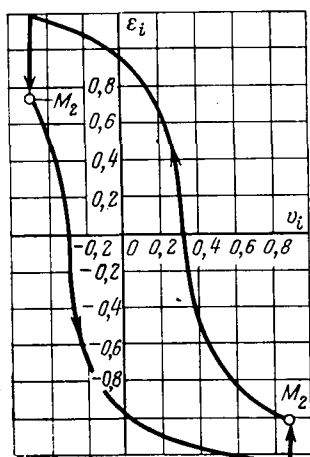
Теперь по формулам (18) и (19) могут быть найдены начальные условия для отрезков фазовых траекторий колебательного режима, в котором работает двигатель:

$$[v_i]_{\tau=0} = 0,477; [\varepsilon_i]_{\tau=0} = 0,754; [v_i]_{\tau=0,5} = 0,890;$$

$$[\varepsilon_i]_{\tau=0,5} = -1,024.$$

Уравнение фазовой траектории (17) с учетом численных значений коэффициентов выглядит так:

$$\varepsilon_i \frac{d\varepsilon_i}{dv_i} - 2,4\varepsilon_i + 3 \operatorname{sign} \varepsilon_i = 0.$$



Построение фазовой траектории (см. рис. 2,а) удобно произвести методом Ляенара по участкам, которые начинаются в точках M_1 и M_2 с координатами начальных условий.

Фазовым портретом двигателя в установившемся режиме дискретного регулирования является замкнутый предельный цикл (см. рис. 2,а), параметры которого характеризуют шум дискретного регулирования. По формуле (3) с помощью координат точек предельного цикла на рис. 2,а может быть построен график (см. рис. 2,б) дифференциальной функции плотности вероятности рассеяния мгновенных значений скорости v_i выходного вала двигателя относительно безразмерной заданной $v_{зад} = v_0 \Delta t$ (в нашем примере $v_{зад} = 0,5$). Свойства этой функции и определяют шум дискретного регулирования, а степень ее группирования характеризует отклонение от непрерывного регулирования. Любое изменение режима двигателя либо замена самого двигателя приводят в расчетах к иной конфигурации дифференциальной функции $\psi(v_i)$, что и по-

зволяет производить численную оценку, сравнение и оптимизацию систем и режимов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированные электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями. М., «Энергия», 1972. Авт.: Гольц М. Е., Гудзенко А. Б., Остреров В. М., Шпиглер Л. А.
2. Импульсные и релейные следящие приводы постоянного тока с полупроводниковыми усилителями. М., «Энергия», 1969. Авт.: Панкратьев Л. Д., Паппе И. Г., Петров Б. И., Полковников В. А.
3. Сосонкин В. Л. Дискретная гидроавтоматика (следящие и шаговые приводы станков). М., «Машиностроение», 1972.
4. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М., Изд-во иностр. лит., 1963.

[11.9.1973]

УДК 621.315.62:621.391.31.029.5

Экспериментальные исследования параметров высокочастотных трактов по изолированным проводам расщепленных фаз ВЛ 330 кВ

ЗЕЛЬЦЕР А. Н., КНИЖНИК Р. Г., ШЕХТМАН Ш. М.

(Киев)

КАГАН В. Г., ШКАРИН Ю. П.

(Москва)

БРЕСТКИНА Е. Е.

(Ленинград)

В настоящее время существует несколько ВЛ 330 кВ с изолированными проводами в расщепленных фазах, у которых в качестве изолирующих распорок применены стеклянные изоляторы. Измерения, проведенные на этих ВЛ институтами Энергосетьпроект и ВНИИЭ [Л. 1] показали, что параметры высокочастотных трактов провод — провод расщепленных фаз оказались хуже, чем полученные теоретическими расчетами. В [Л. 2] показано, что причиной значительных расхождений между экспериментальными и теоретическими значениями параметров являются большие потери, вносимые линейными изоляторами.

Для улучшения высокочастотных параметров ВЛ с изолирующими распорками было предложено использовать распорки стержневого типа, имеющие меньшую емкость и большее сопротивление утечки, чем стеклянные изоляторы, т. е. лучшие высокочастотные параметры [Л. 3].

Измерения параметров высокочастотных трактов по изолированным проводам расщепленных фаз, где в качестве распорок были использованы стеклопластиковые распорки, были проведены на одной из линий 330 кВ, построенных в последние годы. Геометрические и конструктивные данные линии следующие: длина линии 61,4 км, на линии подвешены провода $2 \times \text{АСО} = 300$ и $2 \times \text{АСУ} = 300$, фазы и провода в фазах расположены в горизонтальной плоскости параллельно плоскости земли, на линии подвешены два троса С-70, высота подвеса проводов над землей 21,5 м, расстояние между соседними фазами 9,5 м, средняя стрела провеса 14 м, высота подвеса троса 30 м, расстояние между тросами 12,2 м, шаг расщепления в фазах 0,4 м, шаг установки распорок в среднем 40 м, распорки типа РГИ-4-400 подвешены по всей длине линии на всех трех фазах, количество опор на линии 199, из них анкерно-угловых 28. На промежуточных опорах типа ЦП-22 провода подвешены на комбинированных гирляндах изоляторов, в верхней части которой использована одноцепная гирлянда изоляторов, а изоляция между проводами фазы осуществляется двухцепной гирляндой 2×3 изолятора типа ПС-6а. Натяжные гирлянды изоляторов на анкерно-угловых опорах двухцепные, причем экранное кольцо установлено лишь на одной гирлянде. Удельное сопротивление земли составляет 100—300 ом·м.

На указанной линии производилось экспериментальное определение затухания и входного сопротивления линейного тракта провод — провод расщепленной фазы, переходного затухания на ближнем и дальнем концах между трактами по

расщепленной фазе и переходного затухания между трактами по расщепленной фазе и по схеме фаза — земля.

Измерения производились на «чистой» линии, причем вся аппаратура обработки и присоединения была отключена, а измерительная аппаратура была подключена непосредственно у концов линии. Схема измерений приведена на рис. 1.

Сопротивления нагрузки R_1 и R_2 устанавливались равными расчетным значениям волновых сопротивлений соответствующих линейных трактов [Л. 4]. При этом обеспечивалось достаточно хорошее согласование на концах ВЛ, что контролировалось в процессе измерений.

Для исключения погрешности измерения из-за использования на передающем конце и приемном конце разных указателей уровня дополнительно к измерениям по схеме рис. 1 было проведено измерение затухания тракта «шлейфом». При этом генератор был подключен к фазе А, на противоположном конце линии каждый провод фазы А был соединен

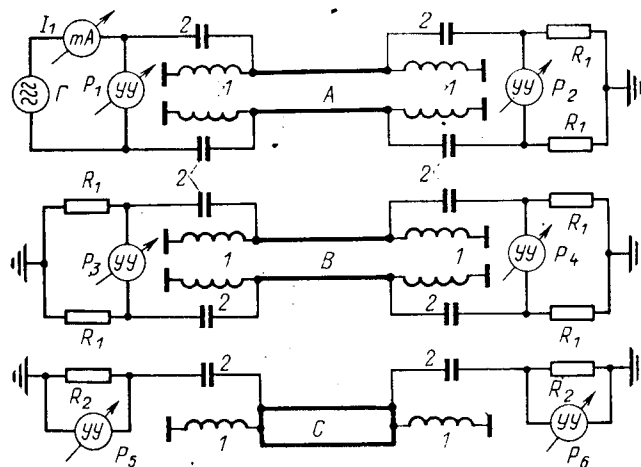


Рис. 1. Схема измерения параметров высокочастотного тракта. 1 — заземляющая катушка $L = 35$ мкГ; 2 — разделительные конденсаторы $C = 0,5$ мкФ; Г — измерительный генератор; R_1, R_2 — нагрузочные сопротивления ($R_1 = 200$ ом, $R_2 = 320$ ом); УУ — избирательные указатели уровня; мА — миллиамперметр с термонарой (высокочастотный).

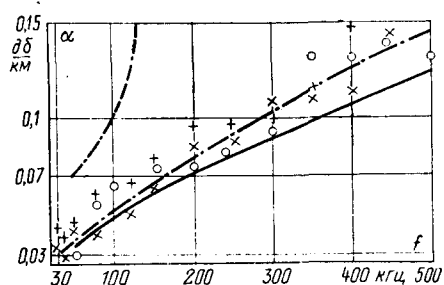


Рис. 2. Частотные зависимости затухания линейного тракта по изолированным проводам расщепленных фаз.

— линия со стеклянными изоляторами; ——— расчетная зависимость; —··— экспериментальная зависимость; + — результаты измерений по фазе A; × — результаты измерений по фазе B; O — результаты измерений по фазе A и B, соединенных шлейфом.

с соответствующим проводом фазы B, а приемный уровень измерялся на нагрузке фазы B в пункте передачи.

По результатам измерений определялись затухание передачи $a_{пер}$, входное сопротивление $Z_{вх}$, переходное затухание на ближнем $A_{бл}$ и дальнем концах $A_{д}$.

Формулы, по которым производилось определение параметров, следующие:

$$Z_{вх} = \frac{0,775}{f} \cdot 10^{0,05 p_1}, \text{ ом};$$

$$a_{пер} = p_1 - p_2 + 10 \lg \frac{2R_1}{Z_{вх}}, \text{ дБ};$$

$$A_{бл}^{(A-B)} = p_1 - p_3 + 10 \lg \frac{2R_1}{Z_{вх}}, \text{ дБ};$$

$$A_{бл}^{(A-C)} = p_1 - p_5 + 10 \lg \frac{2R_2}{Z_{вх}}, \text{ дБ};$$

$$A_{д}^{(A-B)} = p_2 - p_4, \text{ дБ};$$

$$A_{д}^{(A-C)} = p_2 - p_6 + 10 \lg \frac{R_2}{2R_1}, \text{ дБ},$$

где $p_1 - p_5$ — абсолютные уровни по напряжению, измеренные в точках, показанных на рис. 1.

На рис. 2 показана частотная зависимость затухания линейных трактов, организованных по изолированным проводам расщепленных фаз, причем значение затухания линейного тракта по фазам A и B, соединенных шлейфом, соответствует половине измеренных величин. Среднее значение входного сопротивления тракта провод—провод расщепленной фазы равно 420 ом (колебания от среднего значения во всем диапазоне измерений не превышает 15%) близко к расчетному значению.

На рис. 3 показана частотная зависимость переходного затухания на дальнем конце между трактами провод—провод одной фазы и провод—провод другой фазы, а также между трактами провод—провод одной фазы и трактом фаза—земля другой фазы. Переходное затухание на ближнем конце между трактами провод—провод одной фазы и провод—провод другой фазы мало зависит от частоты и составляет в среднем величину 60 дБ с максимальным отклонением 13 дБ.

Переходное затухание на ближнем конце между трактами провод—провод средней фазы и фаза—земля крайней фазы мало зависит от частоты и составляет в среднем 40 дБ с мак-

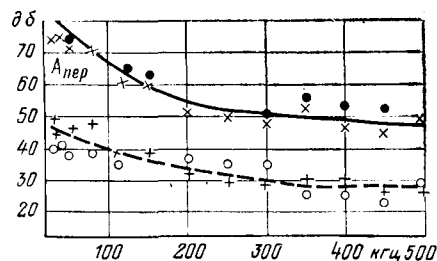


Рис. 3. Частотная зависимость переходного затухания на дальнем конце.

— с тракта «провод—провод» на тракт «провод—провод»; —··— с тракта «провод—провод» фазы A на тракт «фаза C—земля»; × — переход с фазы A на фазу B; + — переход с фазы A на фазу C; O — переход с фазы B на фазу C.

симальным отклонением 5 дБ, а между трактом провод—провод крайней фазы и трактом фаза—земля второй крайней фазы составляет в среднем 48 дБ с отклонением 8 дБ.

Сравнение рассчитанных и экспериментально полученных значений затухания и входного сопротивления (см. выше) показывает хорошее совпадение сравниваемых величин. Переходное затухание между трактами по расщепленным фазам на дальнем конце имеет величину порядка не менее 50 дБ на частоте 500 кГц, что также близко к расчетным значениям. Следует отметить, что в процессе производства измерений затухания тракта как по фазе A, так и по фазе B, наблюдалось кратковременное пропадание уровня на приемном конце и одновременное изменение входного сопротивления на передающем конце. Такое явление может наблюдаться только при коротких замыканиях между проводами расщепленных фаз на линии, однако причину этих замыканий обнаружить не удалось.

В дальнейшем предполагается организовать измерения помех и систематическое наблюдение за высокочастотными параметрами тракта по расщепленной фазе вследствие ухудшения внутрифазной изоляции, гололеда, старения проводов и распорок. Кроме того, будет организовано наблюдение за кратковременными замыканиями трактов по изолированным проводам расщепленных фаз.

Выводы. 1. Параметры трактов по расщепленным фазам при применении в качестве распорок стержневых распорок из стеклопластика практически совпадают с расчетными значениями.

2. Следует организовать дальнейшие исследования параметров трактов по расщепленным фазам как на этой, так и на других линиях для определения их стабильности во времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каган В. Г. Связь по расщепленным фазам.— «Труды института Энергосетьпроект». М., «Энергия», 1970, вып. 1.
2. Быховский Я. Л., Каган В. Г., Перельман Л. С. Влияние изоляторов на распространение по воздушной линии высокочастотных сигналов для системной автоматики и связи.— В кн.: Научно-технический сборник института «Энергосетьпроект», М., «Энергия», 1969, вып. 1.
3. Зельцер А. Н., Книжник Р. Г., Шехтман Ш. М. Высоко-частотные параметры изолирующих стеклопластиковых распорок.— «Электричество», 1972, № 4.
4. Бресткина Е. Е. Волновые каналы при связи по расщепленной фазе ЛЭП 220—750 кВ и их параметры.— В сб.: Системы управления и передачи информации в энергетике. М., «Наука», 1966.

[7.1.1974]



Определение постоянных времени САР для получения оптимальных переходных процессов привода

Канд. техн. наук ЕРМАКОВ Н. Г.

Новосибирск

В статье показаны практические приемы определения постоянных времени обратных связей при их совместном воздействии для получения оптимальных переходных процессов электропривода.

Рассмотрим вышеизложенное на примере САР скорости двигателя, работающего по системе: тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока независимого возбуждения с использованием обратных связей по току и скорости вращения исполнительного двигателя.

Гибкие отрицательные обратные связи по скорости (ГОС) и току (ГОТ) содержат дифференцирующие звенья I и II (рис. 1), которые представлены как идеальные и реальные (аперийные) дифференцирующие звенья. Тиристорный преобразователь (ТП) вместе с блоком регулирования (БР) и блоком фазосмещающего устройства (ФСУ) приняты как усилительные безинерционные звенья, что справедливо при отработке управляющих сигналов в определенной зоне частот и выполнении блоков БР и ФСУ на полупроводниковых элементах.

Система исходных уравнений, описывающих внутренние взаимосвязи САР:

$$E_{\text{ТП}} = E_{\text{д}} + i(R + pL); U_{\text{ГОС}} = \frac{k_2 p}{1 + T_0 p};$$

$$k_m i = M_{\text{н}} + J p \omega; U_{\text{ГОТ}} = \frac{k_1 p}{1 + T_0 p};$$

$$E_{\text{ТП}} = U_{\text{вх}} k_{\text{БР}} k_{\text{ФСУ}} k_{\text{ТП}};$$

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{д}} - U_{\text{ГОС}} - U_{\text{ЖОС}} - U_{\text{ГОТ}}; U_{\text{ш}} = R_{\text{ш}} i; E_{\text{д}} = k_e \omega;$$

$$U_{\text{ЖОС}} = k_3 (U_{\text{ТГ}} - U_{\text{СР}}); U_{\text{ТГ}} = k_{\text{ТГ}} \omega,$$

где $E_{\text{ТП}}$, $E_{\text{д}}$ — э. д. с. тиристорного преобразователя и двига-

теля; i , ω — ток и скорость вращения двигателя; R , L — активное сопротивление и индуктивность силовой цепи привода; k_e , k_m — конструктивные коэффициенты по э. д. с. и моменту двигателя; J — приведенный момент инерции привода; $M_{\text{н}}$ — момент нагрузки на валу двигателя; $k_{\text{БР}}$, $k_{\text{ФСУ}}$, $k_{\text{ТП}}$ — коэффициенты усиления блоков БР, ФСУ и тиристорного преобразователя; k_1 , k_2 , k_3 — коэффициенты усиления звеньев обратных связей; T_0 — постоянная времени дифференцирующих звеньев I и II; $R_{\text{ш}}$ — сопротивление шунта; $k_{\text{ТГ}}$ — коэффициент усиления тахогенератора; U — напряжение отдельных элементов структурной схемы (рис. 1).

Решением данной системы исходных уравнений относительно скорости вращения двигателя при идеальных дифференцирующих звеньях I и II ($T_0 = 0$) будет дифференциальное уравнение:

$$T_{\text{м}}(T_{\text{я}} + T_{\text{ГОТ}})p^2 \omega + (T_{\text{м}} + T_{\text{ГОС}})p \omega + (1 + k_{\text{ЖОС}})\omega = \omega_0 - \Delta \omega [1 + (T_{\text{я}} + T_{\text{ГОТ}})], \quad (1)$$

где $T_{\text{м}}$, $T_{\text{я}}$ — электромагнитная и электромагнитная постоянные времени привода¹; $T_{\text{ГОТ}}$ — постоянная времени гибкой обратной связи по току;

$$T_{\text{ГОТ}} = \frac{k_{\text{БР}} k_{\text{ФСУ}} k_{\text{ТП}} k_1 R_{\text{ш}}}{R}; \quad (2)$$

$T_{\text{ГОС}}$ — постоянная времени гибкой обратной связи по скорости;

$$T_{\text{ГОС}} = \frac{k_{\text{БР}} k_{\text{ФСУ}} k_{\text{ТП}} k_2}{k_e}; \quad (3)$$

¹ Ермаков Н. Г. Постоянные времени обратных связей автоматизированного электропривода. — «Электротехника», 1972, № 3.

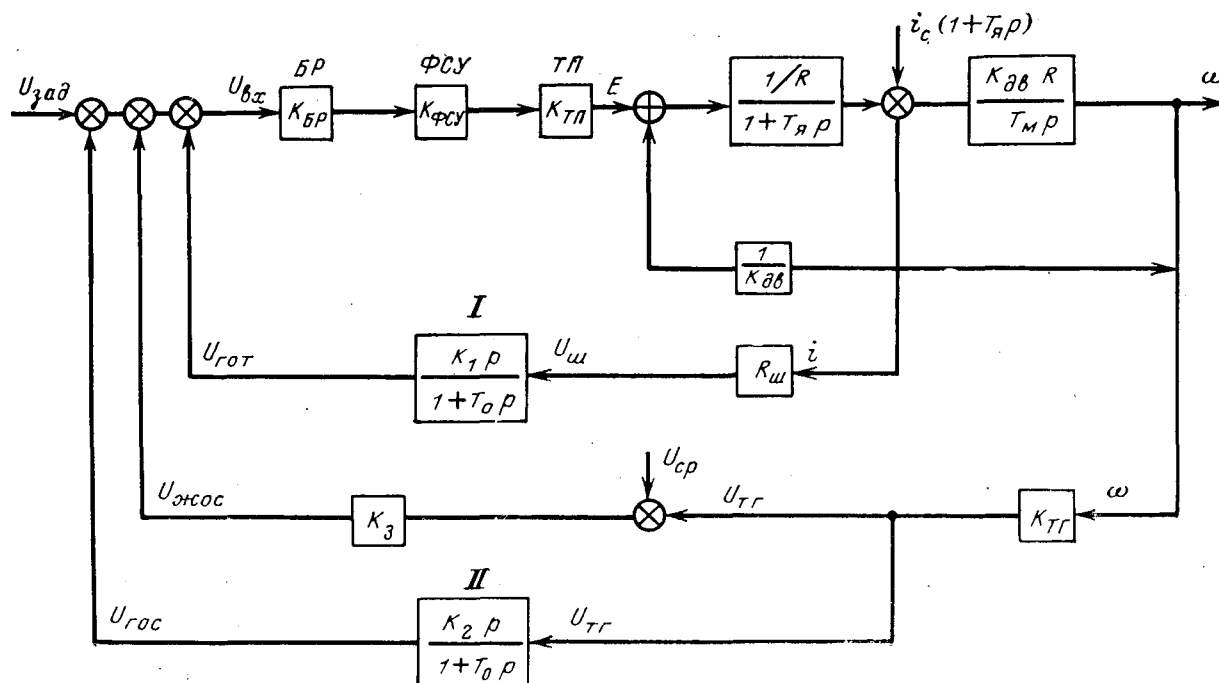


Рис. 1.

$k_{жос}$ — коэффициент воздействия жесткой обратной связи по скорости;

$$k_{жос} = \frac{k_{\phi} k_{\phi-у} k_{тп} k_{тг} k_{з}}{k_e}$$

Постоянные времени $T_{гот}$ и $T_{гос}$ в (1), обусловлены воздействием данных обратных связей САР на динамические процессы привода. Из (2) и (3) видно, что $T_{гот}$ и $T_{гос}$ определяются как параметрами звеньев соответствующих обратных связей, так и параметрами привода, т. е. параметрами элементов, образующих замкнутый контур регулирования, причем на $T_{гот}$ и $T_{гос}$ не влияет инерционность звеньев обратных связей, т. е. если дифференцирующие звенья I и II необходимо рассматривать как реальные с передаточными функциями

$$W_1(p) = \frac{k_1 p}{1 + T_0 p}; W_2(p) = \frac{k_2 p}{1 + T_0 p},$$

то решение системы исходных уравнений относительно скорости вращения двигателя будет иметь вид:

$$\begin{aligned} T_m T_a T_0 p^3 \omega + T_m (T_a + T_0 + T_{гот}) p^2 \omega + \\ + [T_0 (1 + k_{жос}) + T_m + T_{гос}] p \omega + \omega (1 + k_{жос}) = \\ = \omega_0 (1 + T_0 p) - [T_a T_0 p^2 + (T_a + T_{гот} + T_0) p + 1] \Delta \omega. \end{aligned}$$

При этом величины $T_{гот}$ и $T_{гос}$ сохраняют прежние значения.

На практике для ускорения переходных процессов часто применяют положительные гибкие обратные связи. В этом случае дифференциальное уравнение (1) принимает вид:

$$\begin{aligned} T_m (T_a - T_{гот}) p^2 \omega + (T_m - T_{гос}) p \omega + \omega (1 + k_{жос}) = \\ = \omega_0 - \Delta \omega [1 + (T_a - T_{гот}) p], \end{aligned}$$

т. е. положительным гибким обратным связям соответствуют в дифференциальных уравнениях отрицательные значения постоянных времени $T_{гот}$ и $T_{гос}$. Резюмируя, можно отметить, что постоянные времени гибких обратных связей могут иметь как положительное, так и отрицательное значения.

Анализ (4) показывает, что при обоюдном воздействии гибких положительных обратных связей по току и скорости вращения привода возможна полная компенсация воздействия реальных инерционностей привода на динамические процессы, что возможно при $T_m = T_{гос}$, $T_a = T_{гот}$.

Однако на практике не всегда возможна полная компенсация влияния инерционностей привода на динамические процессы с помощью гибких обратных связей из-за энергетических и механических ограничений привода. Поэтому в большинстве случаев стремятся получить оптимальные переходные процессы, характеризуемые оптимальным значением относительного коэффициента демпфирования ($\xi = 0,7$), который при совместном воздействии гибких обратных связей равен:

$$\xi = \frac{1}{2} \left(1 \pm \frac{T_{гос}}{T_m} \right) \sqrt{\frac{T_m}{T_a \pm T_{гот}}}$$

При проектировании САР, когда есть возможность варьировать в небольших пределах параметры привода и в гораздо большем диапазоне параметры отдельных элементов

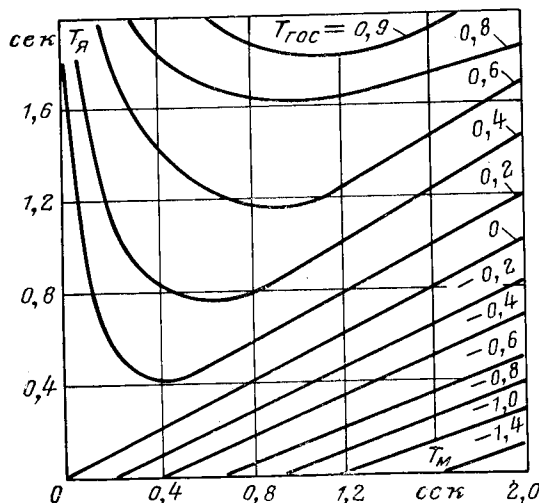


Рис. 2.

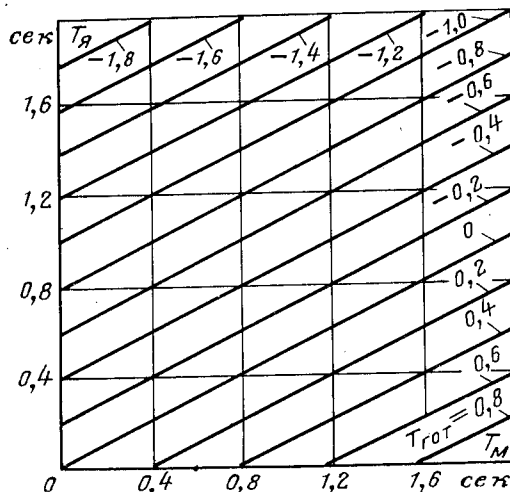


Рис. 3.

обратных связей, наилучший результат при выборе из всего многообразия значений постоянных времени $T_{гот}$ и $T_{гос}$ дает использование графиков с нанесенными на них кривыми, характеризующими оптимальный переходный процесс. В общем случае получение оптимального переходного процесса возможно как при раздельном действии гибких обратных связей по скорости и по току, так и при их совместном действии. Рассмотрим варианты в отдельности. При воздействии только гибкой отрицательной обратной связи по скорости относительный коэффициент демпфирования будет иметь следующий вид:

$$\xi = \frac{1}{2} \left(1 \pm \frac{T_{гос}}{T_m} \right) \sqrt{\frac{T_m}{T_a}}$$

График выбора значений постоянной времени $T_{гос}$ при различных сочетаниях постоянных времени T_m и T_a приведен на рис. 2. На поле графика нанесены кривые значений $T_{гос}$, которые необходимо взять для получения оптимальных переходных процессов.

При воздействии только гибкой обратной связи по току значение относительного коэффициента демпфирования

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_m}{T_a \pm T_{гот}}}$$

Выбор значений $T_{гот}$ для получения оптимального коэффициента демпфирования при известных значениях T_m и T_a производится по графику рис. 3.

При совместном воздействии гибких обратных связей по току и скорости вращения двигателя выбор значений постоянных времени $T_{гос}$ и $T_{гот}$ не имеет однозначного решения. Необходимо задаться значением одной из этих постоянных времени, чтобы найти вторую. Так, используя предыдущие графики для решения этой задачи, задаемся значением и определяем эквивалентное значение двух постоянных времени $T'_a = T_a \pm T_{гот}$. Затем на графике рис. 2 откладываем по оси ординат эквивалентное значение T'_a вместо T_a и по известному значению T_m определяем по кривой необходимое значение $T_{гос}$ для получения оптимального значения относительного коэффициента демпфирования. По найденным значениям $T_{гот}$ и $T_{гос}$ определяют по (2) и (3) требуемое значение параметра, например k_{ϕ} , который допускает регулирование.

При воздействии гибких обратных связей по скорости вращения и току двигателя и жесткой обратной связи по скорости значение относительного коэффициента демпфирования

$$\xi = \frac{1}{2} \left(1 \pm \frac{T_{гос}}{T_m} \right) \sqrt{\frac{T_m}{(T_a \pm T_{гот})(1 + k_{жос})}}$$

Необходимое значение коэффициента влияния жесткой обратной связи по скорости определяют из статических расчетов. Необходимые значения постоянных времени $T_{гот}$ и $T_{гос}$ находят аналогичным образом: задаются значением $T_{гот}$ и определяют эквивалентное значение:

$$T'_a = (T_a \pm T_{гот})(1 + k_{жос}),$$

которое откладывают по оси ординат графика (рис. 2). По оси абсцисс откладывают значение постоянной времени T_m и определяют требуемое значение постоянной времени $T_{гос}$ для получения оптимального значения ξ .

О выборе оптимальной формы кривой тока в вентильных двигателях

Канд. техн. наук НЕСТЕРНН В. А., инж. НИКИТИН В. М.

Чебоксары

Частотно-регулируемый электропривод на базе синхронной машины и преобразователя частоты, ведомого по цепи управления сигналами датчика положения ротора синхронной машины (вентильный двигатель) в последнее время проектируется таким образом, что форма кривой тока в фазах синхронной машины существенно несинусоидальна. Объясняется это тем, что получение синусоидальной формы тока связано с усложнением схемы управления преобразователя частоты, требует применения достаточно сложного датчика положения ротора с синусоидальной формой выходного сигнала и, что наиболее важно, приводит к низкому коэффициенту мощности установки относительно питающей сети.

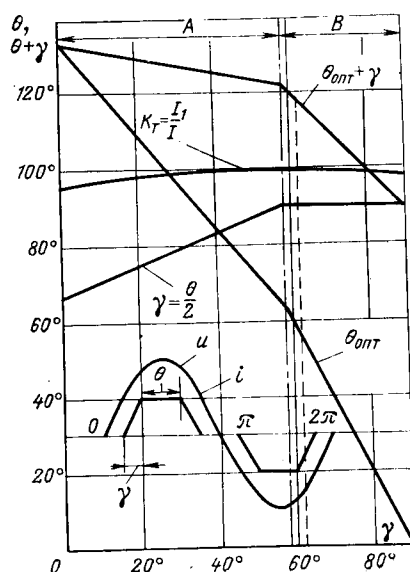
В идеализированном представлении (без учета сетевых пульсаций и пульсаций тока возбуждения) наиболее целесообразной формой тока, при которой упрощается схема управления и конструкция датчика положения ротора, а также существенно увеличивается коэффициент мощности установки, приведенный к питающей сети, является трапецевидная кривая (рисунок) и ее частные случаи: прямоугольная и треугольная формы. В связи со сказанным возникает практическая задача выбора оптимальной геометрии несинусоидального импульса тока за полупериод выходного напряжения преобразователя частоты, исходя из наилучшего использования двигателя. В [Л. 1] уже рассматривался этот вопрос при ширине основания импульса тока равной 180° периода низкой частоты, однако не меньший интерес представляет решение вопроса в более общем случае, когда в кривой тока имеется бестоковая пауза.

Задача ставится таким образом, что действующее значение тока остается постоянным при любой его форме. В предположении независимости активных сопротивлений от частоты это соответствует постоянству электрических потерь в двигателе. Если допустить, что напряжение равно э. д. с. машины и синусоидально, то без учета потерь в стали электромагнитная мощность и момент двигателя будут наибольшими при максимальном значении 1-й гармоники кривой тока. Предполагается также постоянство $\cos \varphi_{\text{дв}} = 1$, обеспечиваемое за счет соответствующей установки датчика положения ротора.

Рассмотрим вначале кривую тока прямоугольной формы ($\gamma = 0$, рисунок). Действующее значение такого тока можно выразить через величину I_d и ширину прямоугольника θ следующим образом:

$$I_{\pi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\omega t) d\omega t} = I_d \frac{\sqrt{\theta}}{2\sqrt{\pi}} \quad (1)$$

Из разложения прямоугольной кривой в ряд Фурье определим действующее значение 1-й гармоники тока:



$$I_{1\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \frac{\sin \theta/2}{\sqrt{\theta}} I_{\pi} \quad (2)$$

откуда коэффициент искажения [Л. 2]

$$K_{\pi} = \frac{I_{1\pi}}{I_{\pi}} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \frac{\sin \theta/2}{\sqrt{\theta}} \quad (3)$$

Исследуем выражение (3) на максимум и получим трансцендентное уравнение для отыскания оптимального значения ширины прямоугольника $\theta_{\text{опт}}$

$$\operatorname{tg} \frac{\theta_{\text{опт}}}{2} = \theta_{\text{опт}} \quad (4)$$

откуда

$$\theta_{\text{опт}} \approx 133^\circ \quad (5)$$

При этом максимальное значение коэффициента искажения

$$K_{\pi \max} = 0,958. \quad (6)$$

Наличие некоторого угла коммутации γ делает форму тока трапецевидной (см. рисунок). В этом случае задача определения оптимального соотношения величин γ и θ сводится к исследованию функции двух переменных.

Поступая аналогично предыдущему, находим связь между действующим значением трапецевидного тока и величиной выпрямленного тока I_d :

$$I_{\pi} = I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\theta + \frac{2}{3} \gamma \right)}. \quad (7)$$

Далее, выделяя 1-ую гармонику разложения кривой тока в ряд Фурье, получаем значение коэффициента искажения:

$$K_{\pi} = \frac{I_{1\pi}}{I_{\pi}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos \frac{\theta}{2} - \cos \left(\frac{\theta}{2} + \gamma \right)}{\gamma \sqrt{\theta + \frac{2}{3} \gamma}} \quad (8)$$

Аналитическое исследование выражения (8) на максимум, как функции двух переменных, связано с громоздкими преобразованиями. Значительно более эффективно задача решается путем применения ЦВМ, что и было сделано в настоящей работе. Расчеты проводились таким образом, что для каждого угла коммутации γ в диапазоне $0-90^\circ$ машина отыскивала оптимальное значение угла $\theta_{\text{опт}}$ в диапазоне $180^\circ-2\gamma$, т. е. такое, при котором коэффициент K_{π} принимает максимальное значение $K_{\pi \max}$.

По результатам проведенных расчетов были построены зависимости $K_{\pi \max}$, $\theta_{\text{опт}}$, $(\theta_{\text{опт}} + \gamma)$ и $\left(\frac{\theta_{\text{опт}}}{2} + \gamma \right)$ в функции угла коммутации (см. рисунок), из которых легко определить наибольшее значение коэффициента $K_{\pi \max} = 0,999$.

Соответствующее значение углов $\theta_{\text{опт}}$ и $\gamma_{\text{опт}}$ (с точностью до одного электрического градуса): $\theta_{\text{опт}} = 56^\circ$; $\gamma_{\text{опт}} = 62^\circ$.

Суммарная ширина импульса тока при этом равна половине периода. Весь диапазон изменения угла коммутации можно разбить на зоны А и В. В зоне А суммарная ширина $(\theta + 2\gamma)$ импульса тока за половину периода остается меньше 180° . При переходе в зону В величина $(\theta + 2\gamma)$ принимает значение 180° и остается постоянной, что хорошо видно из рисунка.

На практике вследствие необходимости иметь некоторый угол запаса значение $(\theta + 2\gamma)$ выбирается меньше 180° и рабочий участок кривых рисунка располагается в зоне А, т. е. при углах коммутации $\gamma \leq 58^\circ$. В этой зоне значение коэффициента $K_{\pi \max}$ находится в пределах $0,955-0,998$, т. е. остается достаточно высоким.

Интересно отметить (см. рисунок), что ширина импульса тока $\theta_{\text{опт}} + \gamma$ линейно зависит от величины угла коммутации. В свою очередь, как известно, зависимость угла коммутации от тока нагрузки близка к линейной, т. е. следует ожидать, что при выборе оптимальных соотношений между θ и γ в соответствии с рисунком в номинальном режиме будем иметь оптимальным это соотношение и при других токах нагрузки.

Вывод. Исследования показали, что при прямоугольной и трапецевидной формах тока действующее значение 1-й гармоники достаточно большое и изменяется от 0,958 (прямоугольная форма тока) до 0,999 (трапецевидная), что позволяет в ряде случаев отдать предпочтение питанию двигателей несинусоидальным током.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hermann E. Der Stromrichter mit gleichstromerregtem Polrad als drehzahl geregelter Umkehrantrieb. — «Arch. f. Elektrotechnik», 1966, 50.
2. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники, ч. 1. М., «Энергия», 1965.

[18.6.1972]

II Международный симпозиум в Лодзи по явлениям в электрической дуге

В сентябре 1973 г. в Лодзи (ПНР) состоялся II Международный симпозиум по явлениям в электрической дуге, организованный Обществом Польских Электротехников и Техническим Университетом в Лодзи под председательством профессора С. Дзержбицкого. В симпозиуме приняли участие 132 ученых из 16 стран. Было заслушано 55 докладов, объединенных в следующие тематические группы: явления на электродах в воздухе и масле, дуга в воздухе при атмосферном давлении, гашение дуги в газе при атмосферном давлении, дуга в потоке сжатого газа и ее гашение, дуга в предохранителях и ее гашение.

На симпозиуме обсуждались вопросы, относящиеся к основным явлениям в дугогасительных устройствах.

Б. Болановский и А. Собишчук (ПНР) доложили об импульсной теории катодного пятна. Согласно этой теории ток через катодное пятно течет не непрерывно, а сопровождается скачками, связанными с возникновением и исчезновением микропятен внутри общего катодного пятна.

Исследования, проведенные **А. Собишчуком**, позволяют оценить параметры микрокатодного пятна на медном катоде в воздухе: средняя плотность тока составляет $(1-5) \cdot 10^7 \text{ а/см}^2$; ток — от одного до нескольких ампер; мгновенное значение плотности тока может достигать 10^9 а/см^2 и более; длительность существования пятна может составлять от 0,01 мксек до нескольких микросекунд; масса катодного материала, выброшенного в результате взрыва пятна, имеет порядок 10^{-10} г .

С. Дзержбицкий и Б. Болановский (ПНР) дали анализ влияния явлений, происходящих на электродах дуги в воздухе и масле. Было рассмотрено влияние электродных явлений на выгорание материала контактов, на сопротивление контактов, на их залипание, а также на восстановление прочности дугового промежутка.

К. Х. Шредер и Э. Д. Шульд (ФРГ) сообщили об исследовании влияния момента размыкания контактов на их износ при переменных токах до 2000 а.

При этом оказалось, что износ (особенно у материалов, которые сильно разбрызгиваются) тем больше, чем ближе к моменту прохождения тока через нуль размыкаются контакты.

В этой работе разрабатывался метод испытаний и создания испытательных установок, с помощью которых можно в короткое время установить пригодность материала контактов в отношении износа. Из сопоставления результатов исследования с данными, полученными при испытании серийным контактором, был сделан вывод, что синхронное размыкание контактов непосредственно после прохождения тока через нуль дает наибольшее совпадение с данными, полученными при испытании обычными выключателями, в которых контакты размыкаются в любой момент.

А. М. Абдель-Азис и М. Линдмайер (ФРГ) рассмотрели влияние формы и размеров медных контактов на износ при переменных токах до 16 ка. Большой контакт, в который ударяется плазменный поток, исходящий из меньшего по размеру контакта, значительно больше обгорает, чем меньший. В устройстве, обычно для масляных выключателей (стержень — контактное гнездо), износ контактного гнезда при больших токах больше, чем стержня.

Установлено, что зависимость износа контактов от тока обнаруживает скачки при определенных токах. При этих токах почти вся торцевая поверхность контактов оплавляется, что приводит к стеканию расплавленного материала на боковые поверхности и увеличению обгорания.

С. Домонкос и Г. Мадараш (ВНР) сообщили об исследовании износа контактов из серебра с окисью кадмия. Установлено, что при снижении напряжения источника от 380 до 110 в и тока 60 а значение интеграла $\int idt$ уменьшается

с 0,225 до 0,145 а·сек. Это приводит к снижению износа в среднем с $119 \cdot 10^{-6}$ до $44,7^6 \text{ мг}$ на одно отключение.

Х. Хефт (ГДР) сообщил о теоретических аспектах износа и переноса материала дугой. Он предложил физическую модель испарения материала контактов. На базе этой модели он вывел уравнение для переноса материала контактов. Эти выводы нашли экспериментальное подтверждение на серебряных контактах.

Г. Бурхард (ГДР) доложил о влиянии гальванических покрытий на движение дуги. Он показал, что существенными являются не столько свойства материала покрытий, сколько форма и состояние образовавшейся ими поверхности.

Дуга легче движется по шероховатым поверхностям, чем по гладким. Это связано с теорией движения дуги в результате перепрыгивания ее опорных пятен с одного микровыступа на другой при наличии автоэлектронной эмиссии.

Д. Амфт (ГДР) доложил о движении дуги на гетерогенных материалах. Оказалось, для получения равномерного движения дуги на гетерогенных материалах, как правило, требуется более сильное магнитное поле, чем для однородных. Переход от установившегося движения к остановке опорных пятен дуги на гетерогенных материалах происходит внезапно, без предварительного замедления движения. На однородных электродах этот процесс происходит плавно.

Е. Вальчук (ПНР) сделал доклад об использовании шунтового сопротивления для гашения дуги в выключателях переменного тока низкого напряжения.

При применении шунтового сопротивления достигалось уменьшение времени горения дуги во всей области токов (до 2000 а) и, особенно, в области критических токов. Требуемая отключающая способность аппарата была достигнута при напряжении выше 500 в без увеличения размеров дугогасительной системы и без применения электромагнитного дутья, что важно при существовании тенденции введения в ряде устройств напряжения 1000 в.

Х. Жан и В. Якоб (ГДР) доложили об исследовании пробы разогретого газового промежутка в качестве фактора повторного зажигания дуги в выключателях. Установлено, что при наличии в межконтактном промежутке проводящего ствола дуги длиной несколько сантиметров можно получить градиент напряжения 1 кв/см без повторного зажигания дуги. Если остаточный ствол дуги интенсивно охлаждается в средней части, то пробивное напряжение холодной зоны равно по меньшей мере 5 кв/см. Для достижения быстрого роста пробивного напряжения после гашения дуги рационально проводить остаточный ствол дуги надо интенсивно охлаждать в средней части или только вблизи электродов, а не равномерно по всей его длине.

К. Мошеков, Д. Свирачев, Д. Чернева, Ш. Кукушев (НРБ) сделали доклад о восстанавливающейся электрической прочности коротких дуговых промежутков при давлении ниже 760 мм рт. ст. Были исследованы характеристики короткой дуги (1,3—6 мм) во временной области до 250 мксек после первого прохождения тока через нуль и токах 50, 150 и 250 а. Обнаружено, что при возрастании тока восстанавливающаяся прочность межконтактного промежутка уменьшается. При токах 150 и 240 а процесс зажигания дуги не переходил через стадию тлеющего разряда, как это наблюдалось при токе 50 а. Скорость нарастания восстанавливающейся прочности промежутка уменьшалась с увеличением межконтактного промежутка с 1 до 6 мм. Изменение скорости движения контактов в пределах 0,5—1,4 м/сек не оказывало заметного влияния на восстанавливающуюся прочность промежутка. При малых межконтактных промежутках восстанавливающаяся прочность и ее скорость нарастания в гелии имели более низкие величины, чем в азоте.

Д. М. Бененсон и С. К. Гоуз (США) сообщили о результатах исследования дуги переменного тока 167 а в атмосфере аргона. Они использовали высокоскоростную спектроскопическую технику. Получены зависимости радиального распределения температуры и радиуса дуги от времени при прохождении тока через первый-нуль, начиная с тока 100 а. Эти зависимости получены при газовом дутье — ламинарном с расходом газа 0,1 г/сек и турбулентном с расходом газа 5,0 г/сек.

Г. И. Мау, Г. Ульрих и Ван Фам-Хуан (ГДР) сделали доклад о результатах исследования проводимости и тепловой инерции дуги отключения переменного тока в различных газах (SF_6 , N_2 , CO_2 , Ar).

При использовании каскада по Меккеру с активной длиной 30—50 мм были определены зависимости проводимости от максимального тока, тепловой инерции при прохождении тока через туль, влияние диаметра трубы на величину проводимости, влияние давления газа на величины проводимости и тепловой инерции, область величин остаточной проводимости, при которой осуществлялось надежное гашение дуги, и другие

характеристики. В докладе проведено сопоставление различных моделей дуги и сделан вывод об их возможном практическом использовании. Высказывается мнение, что каскад по Меккеру пригоден для систематических исследований коммутационной дуги переменного тока.

Неведзал (ПНР), опираясь на теории подобия, дал уравнение для прианодных потерь мощности в электрической дуге. Исследование было проведено для медных анодов различных размеров с дугой в потоке аргона при токах 50—300 а. Результаты вычислений до $\pm 5\%$ совпали с экспериментальными данными.

Т. Липский (ПНР) доложил о принципах расчета предохранителей большой разрывной мощности. Он установил условия, при которых возможно для заполненных песком токоограничивающих предохранителей определение следующих параметров: граничного и номинального токов ампер-секундной характеристики, электрических характеристик при отключении тока короткого замыкания, электрических характеристик при отключении тока перегрузки.

Доктор техн. наук, проф. О. Б. БРОН
канд. техн. наук Л. К. СУШКОВ



УДК 621.3.016.4.002.237.06.053

III Всесоюзное совещание по качеству электрической энергии

С 18 по 20 сентября 1973 г. в Баку состоялось III Всесоюзное научно-техническое совещание по качеству электрической энергии. Совещание было создано научным советом ГлавНИИпроекта Минэнерго СССР, Азербайджанским правлением НТЭО и ЭП, Главным производственным управлением энергетики и электрификации Азербайджанской ССР (Азглавэнерго) и Азербайджанским научно-исследовательским институтом энергетики им. И. Г. Есьмана.

В совещании принимали участие представители научно-исследовательских и проектных организаций, энергетических систем Минэнерго СССР и городских электрических сетей, научно-производственных объединений и заводов, высших учебных заведений.

Совещание открылось вступительным словом председателя Организационного комитета начальника Азглавэнерго Ю. М. Керимова. Были заслушаны и обсуждены 13 обобщающих и 7 индивидуальных докладов.

Обобщающие доклады сделали: Е. Д. Зейлидзон «Частота и синхронное время в энергетических системах Советского Союза», Я. Д. Баркан «Структура автоматического регулирования режима электрических сетей», Н. С. Маркушевич «Статистический анализ показателей качества электрической энергии и объем информации, необходимой для управления», А. М. Карпенко «Учет требований к качеству электрической энергии при проектировании распределительных сетей», Ю. С. Железко «Задачи обеспечения качества электрической энергии при проектировании электроснабжения промышленных предприятий», А. И. Красов «Современные переключающие устройства силовых трансформаторов (РПН) и перспективы применения тиристорных переключателей», Л. А. Солдаткина «Несимметрия в трехфазных электрических сетях и способы ее устранения», И. В. Жежеленко «Проблема высших гармоник в электрических сетях», М. С. Либкинд «Новые технические средства для повышения качества электрической энергии», Ф. Г. Гусейнов «Статистические характеристики узлов нагрузки и вопросы их применения при оптимизации качества напряжения», В. Н. Казанцев «Качество электрической энергии в энергетических системах Советского Союза», Б. А. Константинов «Технико-экономическая оценка роли качества электрической энергии у ее потребителей».

С индивидуальными докладами выступили: Ю. М. Керимов «Качество электрической энергии в системе Азглавэнерго», Ю. В. Копытов «Организационные вопросы введения ГОСТ 13109-67, А. А. Драгунас «Вопросы регулирования напряжения и баланс реактивной мощности в электрических сетях Литовской ССР», Л. В. Росман «Автоматическое регулирование напряжения и реактивной мощности при АСДУ», Г. А. Илларионов «Вопросы качества электроэнергии при

проектировании электрических сетей 110—330 кВ», В. Г. Холмский «Совместное использование трансформаторов с РПН и компенсирующих устройств в энергосистемах», А. А. Тайц «К вопросу о нормировании качества электрической энергии», М. Л. Аберсон «Технико-экономическое обоснование нормативных требований ГОСТ 13109-67», Ю. С. Горбич «Контроль за несимметрией напряжения и мероприятия по нормализации положения».

На совещании отмечалось, что директивы XXIV съезда КПСС по пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР на 1971—1975 гг. о всемерном улучшении качества продукции во всех отраслях народного хозяйства в полной мере относится к производству электрической энергии, качество которой характеризуется показателями, нормированными в ГОСТ 13109-67.

Несоблюдение показателей качества энергии наносит прямой ущерб народному хозяйству вследствие уменьшения количества и снижения качества выпускаемой продукции; порчи материалов и расстройств технологического процесса; повреждения оборудования и сокращения срока его службы. Увеличивается расход энергии у потребителей и потери ее в сетях энергосистем. Уменьшается пропускная способность различных элементов системы. Отступление от показателей качества энергии, в частности, большие отклонения напряжения, нарушают нормальное действие бытовых электроприемников, которыми пользуется население городов и поселков. Качество электрической энергии тесно связано с надежностью электроснабжения.

В последние пять лет проведены значительные исследования по качеству электрической энергии, результаты которых сказались на разработке, изготовлении и внедрении в опытную эксплуатацию новых устройств для повышения качества электрической энергии. Эти исследования проводились в следующих направлениях:

определение ущерба, наносимого народному хозяйству страны ухудшением качества электрической энергии и экономического эффекта от улучшения ее показателей;

изучение фактического положения с качеством электрической энергии;

разработка комплексных систем автоматического обеспечения оптимальных режимов напряжения в электрических сетях;

методика проектирования электрических сетей, обеспечивающая нормированные отклонения напряжения у потребителей;

эксплуатационный контроль качества электрической энергии и принципы построения соответствующей измерительной аппаратуры;

влияние колебаний напряжения на приемники электрической энергии и способы ограничения колебаний; методика расчета высших гармоник в электрических сетях и способы их локализации и ограничения; теория симметрирующих устройств.

В целях научно обоснованных практических действий по осуществлению регулирования напряжения в электрических сетях в институтах Энергосетьпроект, Сельэнергопроект и Академии коммунального хозяйства разработаны соответствующие руководящие указания.

В настоящее время во многих энергосистемах осуществляется систематический контроль за качеством напряжения в распределительных сетях и принимаются меры для его поддержания на требуемом уровне. Однако проблема компенсации реактивной мощности и регулирования напряжения в большинстве энергосистем еще не решена.

Одной из причин несоблюдения норм ГОСТ 13109-67 на отклонения напряжения является отсутствие прямых экономических стимулов у энергосистем к приобретению новых и полному использованию имеющихся технических средств для контроля и регулирования напряжения в электрических сетях.

Обеспечение требуемого качества электрической энергии нужно искать в оптимальном сочетании рационального построения электрических сетей и применения специальных силовых устройств, таких как регулируемые и нерегулируемые

комплектные конденсаторные установки для параллельного включения; комплектные установки продольной емкостной компенсации; управляемые реакторы; комплектные фильтры для высших гармоник; симметрирующие устройства; синхронные конденсаторы специального исполнения и др. Некоторые виды такого оборудования производятся отечественной электротехнической промышленностью, однако количество типов, размеров и объем продукции не удовлетворяют потребности энергетики и других отраслей народного хозяйства. Многие виды необходимого оборудования вообще не производятся.

Отсутствует промышленное производство измерительных приборов, необходимых для массового контроля показателей качества электрической энергии в сетях энергетических систем и промышленных предприятий. Без достаточного количества устройств контроля, качества электроэнергии регулирующих и компенсирующих устройств невозможно практически обеспечить качество электрической энергии.

Совещание отметило отсутствие координации в проведении научно-исследовательских работ по проблеме качества электроэнергии в целом.

Совещание приняло решение, направленное на быстрее решение задачи обеспечения надлежащего качества электрической энергии, рекомендовало основные направления научных исследований по этой проблеме.

Канд. техн. наук МАМЕДЯРОВ О. С.



Издательство «Энергия» во II квартале 1974 г. выпускает книгу А. А. Шелихова «Единая система ЭВМ»

В книге приводится обобщенный информационный материал по техническим средствам ЭВМ третьего поколения, демонстрировавшимся на Международной выставке «ЕС ЭВМ-73». Широкий круг читателей получит возможность ознакомиться с большой номенклатурой современных средств вычислительной техники: накопителями на сменных магнитных дисках, графопостроителями, алфавитно-цифровыми и графическими дисплеями, устройствами ввода-вывода информации. Помимо отечественных вычислительных машин и устройств в брошюру включены ЭВМ и периферийное оборудование, разработанное странами социалистического содружества.

Материал систематизирован по функциональным группам устройств и изложен в популярной форме. Книга хорошо иллюстрирована, что дает представление о конструктивных и эргономических решениях, принятых в Единой системе ЭВМ.

Книга рассчитана на широкий круг инженерно-технических работников, студентов техникумов и вузов, а также может быть полезной руководителям предприятий, внедряющим вычислительную технику в производство.

Заказы направлять по адресу: Москва, 11311-1, Шлюзовая наб., 10, изд-во «Энергия», Отдел распространения

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (главный редактор), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: 103012 Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. М. Кузнецова

Сдано в набор 15/II 1974 г.
Формат 60×90/8
Тираж 9 739 экз.

Подписано к печати 2/IV 1974 г.
Усл. печ. л. 12
Зак. 658

Т-20850
Уч.-изд. л. 14,20
Цена 80 коп.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Нейман Л. Р., Попков В. И. — Развитие учения об электромагнитных явлениях в трудах Академии наук СССР и некоторые современные проблемы	1	Смелянский М. Я., Минеев Р. В., Михеев А. П. — Вероятностные характеристики пульсаций тока мощных дуговых электропечей	65
Мамиконянц Л. Г., Иетров И. И., Евсеев Б. Н. — «Электричество» — орган Академии наук СССР, старейший русский электротехнический журнал	4	Дулькин А. И. — Периодичность повторения обмоточных коэффициентов трехфазных обмоток	69
Гайснер А. Д., Тимченко В. Ф. — Учет основных факторов повреждаемости при статистическом анализе надежности дальних линий электропередачи и применение его результатов	8	Михайлов В. М., Фертик С. М. — Распределение энергии в системе «индуктор — обрабатываемая деталь» при обработке металлов импульсным магнитным полем	72
Зилес Л. Д. — О распределении свободных составляющих коммутационных перенапряжений в электрических сетях	16	Музыка Ю. А., Музыка Н. А., Завгородний В. И. — К расчету электроэлементов с массивными магнитопроводами	75
Идельчик В. И., Тарасов В. И. — Исследование существования, неоднозначности и сходимости решения уравнений установившегося режима электрических систем	20	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Сирота И. М. — Прохождение сигналов телеуправления по электрическим распределительным сетям	24	Сидельников Б. В., Чагласян Б. О. — Метод учета пространственных гармоник магнитного поля насыщенных управляемых асинхронных двигателей	79
Иономарев А. М. — О выборе способа приема сигналов тональной частоты, передаваемых по электрической сети	30	Сиукаев А. В. — Методы вычисления оптимального цикла телеизмерения и погрешностей	82
Басс Э. И., Темкина Р. В. — Сравнение электрических величин с использованием магнитных элементов в устройствах релейной защиты и автоматики	34	Сосонкин В. Л. — О «шуме» дискретного регулирования исполнительных двигателей	84
Кизеветтер В. Е. — Разрядные характеристики гирлянд изоляторов	38	Зельцер А. Н., Книжник Р. Г., Шехтман Ш. М., Каган В. Г., Шкарин Ю. Н., Бресткина Е. Е. — Экспериментальные исследования параметров высокочастотных трактов по изолированным проводам расщепленных фаз ВЛ 330 кВ	87
Яцук В. Г. — Анализ электромагнитных коммутационных процессов в инверторе с двухступенчатой импульсной коммутацией	42	СООБЩЕНИЯ	
Глазенко Т. А., Хрисанов В. И. — Анализ системы «шиотно-импульсный преобразователь переменного тока — двухфазный асинхронный двигатель»	48	Ермаков Н. Г. — Определение постоянных времени САР для получения оптимальных переходных процессов привода	89
Салютин А. А., Здрок А. Г. — Электромагнитные процессы и расчетные соотношения в однофазном выпрямителе с магнитным усилителем, включенным на входе трансформатора	54	Нестерин В. А., Никитин В. М. — О выборе оптимальной формы кривой тока в вентильных двигателях	91
Васильев А. С. — Методы анализа статических преобразователей частоты для электротермии	61	ХРОНИКА	92

CONTENTS

Paper on the Theory of Electromagnetic Phenomena in the Transactions of the USSR Academy of Sciences and Some Current Problems — L. R. Neyman, V. I. Popkov «Electrichestvo» of the USSR Academy of Sciences — the Oldest Russian Electrical Journal — L. G. Mamikonian, I. I. Petrov, B. N. Evsejev	1	Methods for Analysing Static Frequency Converters for Electro — Thermal Applications — A. S. Vasiliev	61
Account of the Basic Factors for Failure in Statistic Analysis of Long Transmission Line Reliability and Application of Results — A. D. Gaisner, V. F. Timchenko	8	Probability Characteristics for Current Pulsations in Large Arc Furnaces — M. J. Smelyanski, R. V. Mineyev, A. P. Mikhayev	65
Distribution of Natural Frequency Components in Switching Surges on Networks — L. D. Ziles	16	The Period of Repetition of Coil Factors for Three — Phase Windings — A. I. Dulkin	69
A Study on the Existence, Multiplicity and Convergence of the Solution to Power System Steady — State Equations — V. I. Idelchik, V. I. Tarasov	20	Energy Distribution in an Inductor — Machined Part System When Working Metals by a Magnetic Pulse Field — V. M. Mikhailov, S. M. Fertik	72
Passage of Telecontrol Signals Over Distribution Networks — I. M. Sirota	24	Calculation of Electric Elements with Massive Magnetic Circuits — U. A. Musica, N. A., Musica, V. I. Zavgorodny	75
Selection of Means of Receiving Audio Frequency Signals Transmitted Over the Network — A. M. Ponomarev	30	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Comparison of Electrical Quantities Using Magnetic Elements in Relay Protection and Automation Devices — E. I. Bass, R. V. Temkina	34	Accounting for Magnetic Field Space Harmonics in Saturated Controlled Induction Motors — B. V. Sidelnikov, B. O. Chaglasian	79
Discharge Characteristics of Insulator Strings — V. E. Kizevetter	38	Methods for Calculating the Optimum Telemeasurement Cycle and the Errors Involved — A. V. Siukayev	82
Analysis of Electromagnetic Switching Phenomena in an Inverter Having Two — Step Pulse Commutation — V. G. Yatsuk	42	On the «Noise» of Discrete Control of Executive Motors — V. L. Sosonkin	84
Analysis of an A. C. Pulse — Width Converter — Two — Phase Induction Motor System — T. A. Glazenko, V. I. Khrisanov	48	An Experimental Study of the Parameters of High — Frequency Channels Using the Insulated Sub — Conductors of Phase Bundles on 330 kV Transmission Lines — A. N. Zeltser, R. G. Knidjnik, S. M. Shekhtman, B. G. Kagan, U. P. Shkarin, E. E. Brestkina	87
Electromagnetic Processes and Computational Formulas for a Single — Phase Rectifier with Magnetic Amplifier Connected to the Transformer Input — A. A. Saliutin, A. G. Zdrok	54	REPORTS	
		Determining the Time Constants of Automatic Control Systems for Obtaining Optimum Transients in a Drive — N. G. Ermakov	89
		Selecting the Optimum Shape of the Current Wave in Electronic Motors — V. A. Nesterin, V. M. Nikitin	91
		CHRONICLE	92

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.315.1.019.3:311

Учет основных факторов повреждаемости при статистическом анализе надежности дальних линий электропередачи и применение его результатов. Гайснер А. Д., Тимченко В. Ф. — «Электричество», 1974, № 4.

На основе эксплуатационных данных о повреждаемости конкретных ВЛ 500 кВ разработана методика достоверной оценки характеристик надежности дальних линий электропередачи с учетом определяющих факторов, в том числе таких (как, например, гололед и «пляска» проводов), которые обуславливают следование отказов ВЛ сериями. Выявлена статистически значимая зависимость повреждаемости участков ВЛ 500 кВ от районов гололедности, по которым они проходят. Рассмотрены некоторые вопросы применения характеристик надежности дальних линий электропередачи, в том числе и при оперативном управлении их режимами. Библ. 11.

УДК 621.315.1.015.38.001.24

О распределении свободных составляющих коммутационных перенапряжений в электрических сетях. Зилес Л. Д. — «Электричество», 1974, № 4.

Рассмотрены особенности коммутационных перенапряжений как случайных функций времени при весьма общих предположениях относительно схемы сети, характеристик коммутационных аппаратов и т. д. Показана возможность аппроксимации закона распределения их свободных составляющих нормальным, что позволяет применить теорию выбросов в ее простейшей форме к расчету статистических характеристик перенапряжений в электрических сетях. Библ. 7.

УДК 621.311.016.31.001.24:681.3

Исследование существования, неоднозначности и сходимости решения уравнений установившегося режима электрических систем. Идельчик В. И., Тарасов В. И. — «Электричество», 1974, № 4.

Рассматривается возможность существования двух решений, определяющих режимы, которые удовлетворяют эксплуатационным ограничениям по напряжениям. Показывается возможность существования двух решений, определяющих аperiodически статически устойчивые режимы. Рассматриваются два варианта методов по параметру для решения уравнений установившегося режима электрических систем. Они могут быть применены в тех случаях, когда расходуется метод Ньютона. Методом решения по параметру могут быть рассчитаны предельные и аperiodически неустойчивые режимы. Библ. 11.

УДК 621.316.1.052.63

Прохождение сигналов телеуправления по электрическим распределительным сетям. Сирота И. М. — «Электричество», 1974, № 4.

Рассмотрены условия прохождения сигналов телеуправления по распределительным электрическим сетям без их высокочастотной обработки при включении передающих устройств между фазой и землей, как при активном, так и при пассивном способе ввода сигнала. Показано, что в расчетах уровня сигнала в различных точках сети необходимо учитывать сопротивление прямой, обратной и нулевой последовательности всех элементов сети и ее комплексные схемы замещения. После преобразований схема замещения сети каждой последовательности приводится к простому радиальному виду с выделенными точками подключения передающего и приемных устройств, в которых определяются уровни сигнала. Приведен примерный расчет прохождения сигналов частоты 100 Гц по сети 115 кВ. Библ. 9.

УДК 621.316.1:62-519

О выборе способа приема сигналов тональной частоты, передаваемых по электрической сети. Пономарев А. М. — «Электричество», 1974, № 4.

Описана методика сравнения систем телесигнализации, использующих в качестве канала связи распределительную сеть без специальной высокочастотной обработки. Рассматриваются системы с контролем в точке приема тока сигнала и системы с контролем напряжения сигнала. Получены закономерности влияния отдельных факторов на соотношение мощностей источников тональной частоты, что в конкретных случаях позволит судить о преимуществах той или иной системы.

УДК 621.316.925.2:621.3.011.001.36

Сравнение электрических величин с использованием магнитных элементов в устройствах релейной защиты и автоматики. Басс Э. И., Темкина Р. В. — «Электричество», 1974, № 4.

Рассматривается способ расчета магнитно-диодной схемы сравнения по фазе двух электрических величин, определяющей порядок чередования импульсов, полученных из сравниваемых величин. Предлагаются схемы замещения схемы сравнения в расчетных режимах работы. Обоснован подход к выбору времени перематгивания магнитных элементов, произведена оценка необходимой мощности источника питания. Библ. 4.

УДК 621.313.333.35

Анализ системы «широко-импульсный преобразователь переменного тока — двухфазный асинхронный двигатель». Глазенов Т. А., Хрисанов В. И. — «Электричество», 1974, № 4.

Приводится метод расчета характеристик системы «широко-импульсный преобразователь переменного тока — двухфазный асинхронный двигатель», основанный на матричном анализе квазиустановившихся электромагнитных процессов в силовой цепи. При этом учитываются все основные взаимосвязи между элементами системы и все э. д. с. и напряжения, действующие в обмотках статора.

Получены выражения, с помощью которых определяются углы выключения тиристоров, токи двигателя, среднее значение электромагнитного момента, а также механические характеристики и мощность потерь в обмотках статора. Показано влияние изменения структуры силовой цепи преобразователя на характеристики двигателя при работе его в различных режимах.

В качестве примера даны основные характеристики двигателя типа АДП-362 при импульсном управлении от тиристорного преобразователя, полученные в результате расчета и эксперимента. Библ. 10.

УДК 621.314.572.014.2

Анализ электромагнитных коммутационных процессов в инверторе с двухступенчатой импульсной коммутацией. Яцук В. Г. — «Электричество», 1974, № 4.

Широкое распространение получили схемы инверторов с двухступенчатой коммутацией. Однако анализ процессов в контуре коммутации таких инверторов не отражает в полной мере особенностей электромагнитных процессов на всех этапах коммутации.

В статье выведены уравнения для всех этапов коммутации и сформулированы условия сохранения энергетического баланса в коммутационном контуре при наличии и отсутствии дополнительных источников подзаряда, а также предложена методика расчета параметров контура коммутации с использованием универсальной кривой. Библ. 5.

УДК 621.318.435.3

Электромагнитные процессы и расчетные соотношения в однофазном выпрямителе с магнитным усилителем, включенным на входе трансформатора. Салютин А. А., Здрок А. Г. — «Электричество», 1974, № 4.

Выполнен анализ работы выпрямителя с трансформатором, в первичную цепь которого включен магнитный усилитель с самоподмагничиванием. Электромагнитные процессы рассмотрены при абсолютном сглаживании тока нагрузки и отсутствии активных потерь в МУ и трансформаторе. Для режима коммутации и внекоммутационного режима работы выпрямительного моста получены законы изменения мгновенных значений токов в цепях МУ и трансформатора и падений напряжений на отдельных участках; в результате интегрирования этих формул получены расчетные соотношения для средних значений напряжений, а также аналитические выражения характеристики управления, коэффициента усиления и др. Приведены результаты экспериментальных исследований. Библ. 7.

УДК 621.36:621.314.26

Методы анализа статических преобразователей частоты для электротермии. Васильев А. С. — «Электричество», 1974, № 4.

Сравниваются различные расчетные методы анализа статических преобразователей частоты (СПЧ), приводятся примеры составления уравнений, описывающих работу СПЧ. Первый пример посвящен расчету инвертора со встречно-параллельными диодами на ЦВМ, во втором примере исследуется работа лампового автогенератора. Библ. 10.

УДК 621.365.22

Вероятностные характеристики пульсаций тока мощных дуговых электродов. Смелянский М. Я., Минеев Р. В., Михеев А. П. — «Электричество», 1974, № 4.

Приведены результаты статистических исследований нестационарности электрического режима дуговых печей емкостью 20, 100 и 200 т (мощность соответственно 12, 25 и 45 МВ·А).

Результаты обработки на ЦВМ были оформлены графически и аппроксимированы. Библ. 5.

УДК 621.313:621.3.045.5

Периодичность повторения обмоточных коэффициентов трехфазных обмоток. Дулькин А. И. — «Электричество», 1974, № 4.

Проведен анализ, позволяющий установить периодичность повторения обмоточных коэффициентов по величине и знаку.

Приводится таблица, с помощью которой можно определить знаки отношения обмоточных коэффициентов для зубцовых и основных гармонических н. с. для целых и дробных обмоток. Библ. 4.

УДК 621.7.044.7.001.24

Распределение энергии в системе «индуктор — обрабатываемая деталь» при обработке металлов импульсным магнитным полем. Михайлов В. М., Фертик С. М. — «Электричество», 1974, № 4.

Приводится метод расчета разрядного контура магнитно-импульсной установки с массивным многотвитковым цилиндрическим индуктором, внутрь которого соосно с ним помещена обрабатываемая деталь, имеющая форму трубы. Индуктор и обрабатываемая деталь находятся в условиях резкого поверхностного эффекта, а межвитковые потоки рассеяния не учитываются. Напряженность магнитного поля в рабочем зазоре изменяется по закону экспоненциально затухающей синусоиды. В отличие от ранее опубликованных работ приняты нулевые начальные условия для напряженности электромагнитного поля.

Для момента времени соответствующего максимальной напряженности магнитного поля в рабочем зазоре, определены энергия магнитного поля и энергия активных потерь в материале индуктора и детали. Библ. 11.

УДК 621.313.042.001.24

К расчету электроэлементов с массивными магнитопроводами. Музыка Ю. А., Музыка И. А., Завгородний В. И. — «Электричество», 1974, № 4.

Приведены теоретические и экспериментальные исследования на переменном токе массивных торoidalных сердечников из магнитномягких материалов. Показана возможность расчета характеристик торoidalов при различных частотах, даны методика и примеры расчета на конкретных образцах. Библ. 2.

УДК 621.313:333.013.1

Метод учета пространственных гармоник магнитного поля насыщенных управляемых асинхронных двигателей. Сидельников Б. В., Чагласян Б. О. — «Электричество», 1974, № 4.

Преенебрежение высшими гармониками магнитного поля обусловленными насыщением, может привести к заметным погрешностям при анализе переходных режимов управляемых асинхронных двигателей.

Предлагается метод расчета переходных режимов насыщенных машин, требующий знания лишь обычных параметров и характеристик двигателя.

Получена система дифференциальных уравнений, удобная для реализации на ЦВМ. Библ. 4.

**III НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ПО ЭНЕРГОХОЗЯЙСТВУ
ВЫСШЕЙ ИНЖЕНЕРНОЙ ШКОЛЫ ЦИТТАУ,
ПОСВЯЩЕННАЯ 25-й ГОДОВЩИНЕ ОБРАЗОВАНИЯ
ГЕРМАНСКОЙ ДЕМОКРАТИЧЕСКОЙ РЕСПУБЛИКИ**

Конференция состоится 13—15 ноября 1974 г. в г. Циттау. Она будет проводиться, как и предыдущие конференции, при участии отечественных специалистов и иностранных гостей.

В первый день работы конференции состоится пленарное заседание, на котором выступят с докладами Министр угольной и энергетической промышленности ГДР, горный инженер Клаус Зибольд и Заместитель Министра энергетики и электрификации СССР тов. Н. Д. Мальцев. В дальнейшем работа конференции будет проводиться в четырех секциях:

1. Повышение производства электроэнергии.

Задачи, проблемы и методы с точки зрения организации производства;

2. Проблемы монтажа и эксплуатации электрических установок;

3. Повышение эффективности строительства и эксплуатации электро-энергетических установок;

4. Повышение эффективности электроснабжения при применении управляемых потребителей; использование вторичных источников энергии.

Ответственность за подготовку и проведение конференции несет проректор по развитию науки Высшей инженерной школы, проф. доктор Г. Шуманн.

Просим заинтересованных иностранных специалистов запросить приглашения по следующему адресу:

Ingenieurhochschule Zittau
DDR 88 Zittau
Strasse der Jungen Pioniere 2

В рамках III Научной конференции по энергохозяйству состоится также IV Циттауская Беседа по ядерной энергии и дискуссия по вопросам повышения квалификации в области энергохозяйства (по отдельным приглашениям).

9 Tage Hannover Messe

Tage des Jahres für die **Elektro- technik**

Девять дней Ганноверская ярмарка представляет собой мировой центр электротехники. Здесь показан разнообразнейший ассортимент изделий — от конструктивных элементов мельчайшего размера до больших трансформаторов, предложены различные схемы расчета — от контура регулирования до проектирования комплектной энергосети. В Ганновере Вы сумеете не только получить обширное общее представление, но и приобрести детальную информацию. 84% ведущих потребителей считают посе-

щение Ганноверской ярмарки необходимым (см. брошюру «Наглядный рынок», которую мы Вам охотно вышлем). Они собирают информацию, находят идеи для воплощения их в электротехнике и других отраслях промышленности. Запланируйте и Вы себе «ганноверские дни». Есть смысл позаботиться о посещении «мирового рынка в Ганновере», так как такую концентрацию информации можно увидеть только раз в год. И только в одном месте мира.

Примите наше приглашение
Ганновер говорит: Добро пожаловать!

Informationen-Ideen-Impulse

**Hannover
Messe 74**
Donnerstag, 25. April
bis Freitag, 3. Mai

Предлагаются следующие каталоги ярмарки:

электроэнергетика
лампы, светильники, светотехни-
ческая арматура
бытовая радиоэлектронная аппа-
ратура
техника информации
электронные блоки
электрические и электронные си-
стемы измерения и автоматиза-
ции
канторская техника и устройства
для обработки информации

Deutsche Messe — und Ausstellungen — AG
D-3 Hannover — Messegelände
Tel. (0511) 891, Telex 09 22 728

Федеративная Республика Германии