

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

Мировая энергетическая конференция, ее задачи и деятельность

С 20 по 24 августа 1968 г. в Москве будет проводиться VII конгресс Мировой энергетической конференции (МИРЭК). Конгресс организуется Советским национальным комитетом МИРЭК совместно с Министерством энергетики и электрификации СССР и Комитетом по участию СССР в международных энергетических объединениях.

Мировая энергетическая конференция является одной из старейших международных организаций. Организованная в 1924 г., она непрерывно расширялась и совершенствовалась; в настоящее время 62 страны являются ее членами.

Несмотря на то, что Мировая энергетическая конференция не является правительственной организацией, ее деятельность получила широкое признание многих правительств. Все они оказывают МИРЭК значительную поддержку.

В 1961 г. в Москве проводилось заседание Международного исполнительного совета, являющегося административным или управляющим органом Мировой энергетической конференции. Однако главный технический конгресс этой организации проводится в СССР впервые. Поэтому мне, как Президенту МИРЭК, предстоит кратко изложить историю этой организации, сообщить о ее задачах и деятельности.

В 1924 г. у ныне покойного Даниэла Никола Данлопа — англичанина, имевшего тесную связь с Ассоциацией британских электротехнических и смежных промышленных фирм, возникла мысль: собрать людей различных стран мира, занятых в разных отраслях энергетической и топливной технологий. Он считал, что при этом инженеры смогут встретиться с учеными, экономистами и администраторами. На первой конференции, состоявшейся

в Лондоне в 1924 г., присутствовало свыше 1 000 человек из 43 стран.

Для контроля деятельности организации в 1924 г. было принято очень простое Положение, которое за 44 года практически не изменилось. Однако недавно комиссия, в которой был представлен и Советский национальный комитет, пересмотрела это Положение в связи с необходимостью значительного усиления технической и административной деятельности МИРЭК и для выполнения ею все возрастающего объема работ. Новый проект Положения будет предложен на утверждение Международного исполнительного совета, заседание которого состоится в Москве тоже в августе с. г. На этом же заседании название организации будет изменено на «World Energy Conference» вместо «World Power Conference» для того, чтобы яснее показать, что эта организация имеет отношение ко ВСЕМ формам энергии, так как за последние годы было замечено, что словом «мощность» (Power) во многих странах обозначают только понятие электрической энергии.

Задачи организации, которые были одобрены на заседании Международного исполнительного совета в 1967 г. в Аккре (Гана), направлены на развитие и мировое использование энергетических ресурсов как в национальных, так и в международных интересах путем:

рассмотрения со всех точек зрения потенциальных ресурсов и всех способов производства, транспортирования, преобразования и использования энергии;

обсуждения вопросов потребления энергии в связи с ростом экономической активности общества;

сбора и опубликования данных об энергетических ресурсах и их использовании;

проведения конференций, посвященных исследованию, развитию и использованию энергетических ресурсов.

В прошлом секционные заседания проводились каждые 2 года, а пленарные конгрессы — один раз в 6 лет. Пленарный конгресс несколько шире по своему охвату, чем секционное заседание, так как в его повестку дня включаются вопросы статистического обследования энергетических ресурсов, проведенного Мировой энергетической конференцией и Национальными комитетами. В будущем, несмотря на то, что такие отчеты об обследованиях будут докладываться с прежней, шестилетней периодичностью, все конференции будут иметь один и тот же статус, а термины «пленарная» и «секционная» упразднятся.

С 1924 г. было проведено 6 пленарных конгрессов и 15 секционных заседаний МИРЭК. В отличие от других международных организаций конгрессы и заседания МИРЭК проводятся в разных странах по приглашениям Национальных комитетов этих стран. В 1929 г. секционное заседание проводилось в Японии, а начиная с 1943 г., конференции состоялись в Северной Америке, Южной Америке, Азии, Европе и Австралии.

В 1963 г. Международный исполнительный совет с благодарностью принял приглашение Советского национального комитета провести очередное VII Пленарное заседание в Москве. Это означает, что Советский комитет принял на себя также и полную ответственность за организацию и проведение конференции, а эта задача, смею Вас уверить, является нелегкой, так как Австралийский национальный комитет, председателем которого являюсь я, уже имел честь проводить VI Пленарный конгресс в Мельбурне (Австралия) в октябре 1962 г.

Делами Мировой энергетической конференции управляет Международный исполнительный совет, который собирается ежегодно в различных странах. Существует тенденция — проводить эти заседания в небольших странах, которые, возможно, и не считают свои ресурсы заслуживающими внимания большой технической конференции, но могут извлечь значительную пользу от посещения их страны специалистами в области энергетики. Больше того, используется благоприятная возможность посвятить одно из заседаний обсуждению технических вопросов или проблем, имеющих важное значение для этой страны. Так, например, в 1967 г. заседание совета проводилось в Аккре (Гана), где, кроме прочих, обсуждались вопросы, представляющие интерес для этой страны.

Международный исполнительный совет состоит из представителей национальных комитетов стран — членов МИРЭК. Каждый национальный комитет может послать на заседание совета не меньше четырех своих представителей, но только с правом одного голоса. Должностными лицами Международного исполнительного совета являются председатель и три заместителя председателя. Председатель избирается на 6 лет, а его заместители — на 3 года. Для замещения указанных четы-

рех должностей из числа кандидатов, проживающих на одной большой географической территории, могут быть избраны только два человека.

Центральное управление МИРЭК находится в Лондоне и оно будет оставаться там до тех пор, пока решение о его новом местопребывании не будет вынесено Международным исполнительным советом. Это Управление небольшое. Основные функции секретаря заключаются в проведении решений Международного исполнительного совета, поддержании связи с национальными комитетами и в оказании помощи (по мере своих возможностей) тому национальному комитету, который берется за проведение очередной конференции.

После того как в августе с. г. VII конгресс МИРЭК примет новое Положение, будет сделано представление об учреждении постоянного административного комитета для консультации Международного исполнительного совета по финансовым вопросам. Он же будет рассматривать заявления о приеме новых членов МИРЭК и заниматься другими вопросами. Кроме того, будет учрежден постоянный Плановый комитет для консультации Совета по вопросам технической активности МИРЭК. Плановый комитет будет также рекомендовать темы для будущих конференций и при необходимости время от времени собирать специальные комитеты для изучения конкретных вопросов, представляющих особый интерес, и наблюдать за работой специальных комитетов.

Мы надеемся таким путем привлечь внимание к более глубокому обсуждению технических перспектив и тем самым придать конференциям еще большую ценность. Успешное проведение конференций зависит от технических программ. В этом отношении Международная энергетическая конференция имеет хорошие традиции.

Максимальное число технических докладов, представляемых на конференцию, не должно превышать 200. Доклады на пленарных сессиях не читаются; их группируют по разделам или секциям для проведения соответствующих технических сессий. Каждая группа докладов обобщается до конференции в докладе Генерального докладчика, в конце которого предлагаются важнейшие вопросы для дискуссий, затронутые в групповых докладах.

По крайней мере за месяц до начала конференции технические доклады и общий обзор, составленные Генеральным докладчиком, рассылаются всем участникам конференций для ознакомления. Таким образом, обширная работа, выполненная до конференции национальным комитетом и организатором конгресса, а также строгое расписание заседаний и контроль создают условия, необходимые для наибольшей эффективности выступлений участников конференции.

Много интересных и важных тем обсуждалось на прошлых конференциях. Тема, которую выбрал Советский национальный комитет, а именно: «Мировые энергетические ресурсы и их использование на благо человечества» является широкой по своему охвату и обеспечивает обсуждение практических всех основных сторон топливных и энергетических ресурсов и экономики. В условиях продолжающихся открытий дополнительных ресурсов и быстроты

роста потребности на все виды энергии становится чрезвычайно важным и необходимым, чтобы мировые познания по этим вопросам обсуждались и распространялись среди всех стран. Это нужно для того, чтобы каждая страна могла располагать хорошей информацией о развитии рациональных ресурсов, учитывать существующие и растущие нужды в них, а также свои экономические возможности.

Недавно я получил от Советского национального комитета экземпляр подготовленной им генеральной программы VII конгресса МИРЭК, в которой подробно говорится о всех намеченных мероприятиях: технической программе Конгресса, технических и других экскурсиях во время и после Конгресса.

Хотя на VII конгрессе МИРЭК будет рассмотрено около 200 технических докладов и других сообщений, а также проведены дискуссии и обсуждения по этим докладам, тем не менее я не сомневаюсь, что многие участники конгресса после его окончания воспользуются возможностью ознакомиться с жизнью Советского Союза и его народа.

В течение длительного времени я принимаю непосредственное участие в работе МИРЭК. Около 10 лет я являюсь председателем Австралийского

национального комитета, некоторое время был заместителем председателя Международного исполнительного совета, а последние 6 лет занимаю пост Президента МИРЭК. Исходя из опыта организации VI конгресса в Австралии в 1962 г., я считаю, что Мировая энергетическая конференция выполняет важную функцию в мировом развитии и экономике.

Наряду с официальными дискуссиями участники конференции из разных стран будут иметь широкую возможность для установления неофициальных контактов и дружеских отношений. Я искренне надеюсь, что основная цель Мировой энергетической конференции, а именно развитие и использование энергетических ресурсов на благо всех людей будет всегда в наших умах.

Я шлю свои приветствия всем и выражаю большую благодарность г-ну К. Д. Лаврененко, председателю Советского национального комитета, за предложение написать эту короткую статью для опубликования в техническом журнале «Электричество». Многие люди во всем мире находятся в приятном ожидании VII конгресса МИРЭК и предстоящего посещения Советского Союза.

Доктор У. Х. Коннолли,
Президент Мировой энергетической конференции

THE WORLD POWER CONFERENCE ITS OBJECTS AND ACTIVITIES

The Seventh Plenary Meeting of the World Power Conference will be held in Moscow from 20th to 24th August, 1968, and is being organised by the Soviet National Committee in cooperation with the U.S.S.R. Ministry of Power and Electrification and with the Committee for the U.S.S.R. Participation in International Power Conferences.

Historically, the World Power Conference is one of the oldest, if not the oldest, non-governmental international body in existence today, having been first organised in 1924, and having continued throughout the period since to grow in strength and importance until there are at present 62 countries in membership. Although the World Power Conference is non-governmental in character, its importance, is widely recognised by governments and it is to a considerable extent supported by governments.

Although a meeting of the International Executive Council, which is the executive or governing body of the World Power Conference, was held in Moscow in 1961, this will be the first occasion on which a major technical conference of the organisation has been held in the U.S.S.R. Therefore it is perhaps appropriate that I, as President, should write briefly to set out a short history of the organisation, its objects and activities.

It was in 1924 that the late Daniel Nicol Dunlop, an Englishman who had been intimately connected with the British Electrical and Allied Manufacturers' Association, had the idea that it would be a good thing if something was done to bring together the different branches of power and fuel technology and the people in different countries throughout the world concerned with these technologies. Also he

thought that engineers should be brought together with scientists, economists and administrators. Thus the first conference was held in London in 1924 and was attended by over 1 000 participants from 43 countries.

A very simple constitution was adopted to control the activities of the organisation, and this has remained practically unaltered for the period of 44 years since 1924.

Recently, however, a committee on which the Soviet National Committee is represented, has considered a revision of the objects and activities of the organisation and of its constitution and by — laws to cater for the much greater technical and administrative activities which now face our organisation and which are continuing to grow. It is proposed to adopt a revised constitution and by — laws at the meeting of the International Executive Council when it meets in Moscow in August next. At that time the name of the organisation will be changed to «World Energy Conference» to more clearly demonstrate that the organisation is concerned with ALL forms of energy, because it had been noted in recent years that the word «power» in many countries was taken to mean electricity only.

The objects of the organisation which were approved at the 1967 meeting of the International Executive Council in Accra, Ghana, are the development and peaceful use of energy resources to the greatest benefit of all, both nationally and internationally by:

- (i) considering the potential resources and all the means of production, transportation, transformation and utilisation of energy in all their aspects;

- (ii) considering energy consumption in its overall relationship to the growth of economic activity in the community;
- (iii) collecting and publishing data on energy resources and their utilisation;
- (iv) holding conferences of those concerned in any way with surveying, developing or using energy resources.

In past years it has been the practice to hold conferences at approximately two yearly intervals, plenary conferences being held at six yearly intervals with two sectional conferences held in between. A plenary conference is one somewhat wider in scope than a sectional conference in that it includes a World Power Conference statistical survey of energy resources and a survey by each National Committee of its resources and their development and utilisation. In the future and although the surveys mentioned will be continued at six yearly intervals, all conferences will be of equal status, and the terms «Plenary» and «Sectional» will be discontinued.

Since the First World Power Conference in 1924 there have been six Plenary conferences and fifteen Sectional conferences. Unlike a practice followed by many international bodies, conferences of the World Power Conference are held in different countries following invitations extended by National Committees to act as hosts. As early as 1929 a conference was held in Japan, and since 1943 conferences have been held in North America, South America, Asia, Europe and Australasia.

In the case of the forthcoming Seventh Plenary Conference the International Executive Council was pleased in 1963 to accept the invitation of the Soviet National Committee to be host. This means, then, that this Committee has also accepted the full responsibility for organising and conducting the conference—a task which I can assure you is of some magnitude, for it was the privilege and responsibility of the Australian National Committee, of which I am Chairman, to organise the Sixth Plenary Conference held in Melbourne, Australia, in October, 1962.

The affairs of the World Power Conference are administered by an International Executive Council which meets annually in different countries. The trend is for these meetings to be held in the smaller countries—countries that may feel that they have not the resources to undertake the carrying through of a main technical conference, but to whom considerable benefit may be expected to accrue by the visit to their country of up to approximately 100 world leaders in the energy field. Opportunity is taken on these occasions to devote a session to the discussion of some technical subject or problem of importance to the country in which the meeting is held. As an example, the 1967 meeting of the Council was held in Accra, Ghana, and some matters of interest to that country were discussed there.

The International Executive Council is comprised of National Committees of member countries. Each National Committee may send up to four representatives to a meeting of the Council, but is entitled to one vote only. The officers of the International Executive Council are a Chairman and three Vice-chairmen. The Chairman holds office for six years and the Vice-chairmen

for three years and not more than two of these four may at any time be appointed from the same large geographical area.

The Central Office is in London, and will continue to be there unless determined otherwise by the International Executive Council. It is not a large office and the main functions of the Secretary are the carrying out of the decisions of the International Executive Council, maintaining liaison with the National Committees, and helping, by virtue of his knowledge, a National Committee acting as host to a forthcoming conference.

With the adoption of a new constitution in August next provision will be made for the establishment of a permanent Administrative Committee to advise the Council on financial policy, applications for membership and general administration. Also a permanent Programme Committee will be established to advise the Council on the technical activities of the World Power Conference, and to make recommendations upon the themes for future conferences and the setting up of «ad-hoc» committees as may be determined from time to time for the study of specific matters of particular interest. It will also supervise the work of these «ad-hoc» committees. It is hoped by these means to give increasing consideration and attention to the technical aspects and value of conferences.

I now come to a few remarks concerning the technical programme for a conference, for this has to be highly organised if the technical sessions are to be successful, and in this regard the World Power Conference has high traditions.

The maximum number of technical papers that may be presented at a conference is 200. The papers are not read at the conference and are grouped into divisions or sections under which the technical sessions are conducted. Each group of papers has prior to the conference been reviewed in a report by a General Reporter and at the end of his report several important aspects arising from these papers are listed. At least one month prior to the conference these technical papers and general report are circulated to all participants.

Thus the extensive work performed by a host National Committee prior to a conference, and a strict time-table and control at the conference, places each participant in an excellent position to participate in the technical discussions most effectively.

Many interesting and important themes have marked past conferences, and the theme selected by the Soviet National Committee, namely, «World Energy Resources and their utilisation for the benefit of mankind» is wide in its scope and provides for discussion of practically all the major aspects of fuel and energy resources and economy. With continuing discoveries of additional resources, and rapid increases in the demand for and the utilisation of all forms of energy, it becomes increasingly important and essential that world knowledge on these matters be discussed and disseminated amongst all countries so that each country may be the better informed and enabled to consider its development with due regard to its existing and growing needs and its economic resources and activity.

I have just received from the Soviet National Committee a copy of its General Programme for the Seventh Plenary Meeting which sets out in considerable detail the arrangements it is making for this meeting — its technical programme, its technical and other visits during the conference, its provision for the entertainment of the ladies and of all participants, and its post — conference study tours. Whilst the all-important purpose of the conference is to disseminate world knowledge through the writing of some 200 technical papers and other related general reports and through discussions in open conference, there is no doubt that many visitors to the U.S.S.R. will take advantage of the opportunity of increasing their knowledge of the U.S.S.R. and its people by embarking upon one of the many interesting post-conference tours which are being arranged.

Having been closely associated with the World Power Conference for a long time—for some 10 years as Chairman of the Australian National Committee, for some time as a Vice — chairman of the International Executive Council, and for the past six years as President — and having been involved in the organisation of the Sixth Plenary Meeting in Australia

in 1962, I believe that the World Power Conference is performing a basically vital function in the world's development and economy.

Apart from the formal discussions which take place in conference, there is of course much advantage in the informal contacts between participants from the various countries and the very wide and lasting friendships which are made. It is my most sincere hope that the main object of the World Power Conference will ever be in our minds, namely, the development and the peaceful use of energy resources to the greatest benefit of all.

I send my greetings to all, and express my best thanks to Mr. K. D. Lavrenenko, Chairman of the Soviet National Committee for inviting me to furnish this brief article for publication in the technical magazine «Electruchestvo», and I am sure that many people throughout the world are looking forward with happy anticipation to visiting the U.S.S.R. and participating in the Seventh Plenary Conference and its associated functions in August next.

Melbourne,
Australia.

Dr. W. H. Connolly,
President
of the World Power Conference

УДК 621.31.061.3

VII Мировая энергетическая конференция

Проф. Д. Г. ЖИМЕРИН
Москва

В августе 1968 г. в Москве открывается VII Мировая энергетическая конференция под девизом: «Мировые энергетические ресурсы и их использование на благо человечества».

Технический прогресс и развитие человеческого общества неразрывно связаны с использованием энергетических ресурсов вообще и электроэнергетики в особенности. В данный исторический период происходит крупный «перелом» в использовании энергетических ресурсов. С одной стороны, сокращается удельный вес в энергобалансе традиционных видов энергоресурсов, таких как уголь, который заменяется жидким и газообразным топливом, с другой стороны, все виды минеральных топлив начинает вытеснять атомная энергетика.

В девизе «энергетические ресурсы на благо человечества» есть и еще одна важнейшая сторона — подъем экономики, культуры и жизненного уровня людей целых континентов и многих стран мира, недавно ставших на путь национального развития.

Народы Африки, Ближнего Востока, Азии сбросили ярмо колониализма, но не преодолели экономической отсталости. Для них подъем национальной экономики начинается с развития богатейших энергетических ресурсов.

Оказание помощи слаборазвитым странам без каких-либо политических или экономических условий — в этом особенность и благородные цели международных энергетических конференций.

На них происходит обмен накопленным опытом по развитию, совершенствованию энергетических ресурсов, поиску и разработке новых, более совер-

шенных путей использования природных энергетических ресурсов для подъема производительных сил и благосостояния человечества.

I Мировая энергетическая конференция проходила в Лондоне в 1924 г. и считается официальным началом деятельности этой организации. На лондонской конференции обсуждалась проблема: «Мировые топливно-энергетические ресурсы и их наиболее рациональное использование». Было решено проводить мировые энергетические конференции через 6 лет, в соответствии с чем II конференция проходила в 1930 г. в Берлине, III — в 1936 г. в Вашингтоне. Вторая мировая война отодвинула IV Мировую энергетическую конференцию на 14 лет, она была проведена в Лондоне в 1950 г. Конференция проходила под девизом «Мировые энергоресурсы и производство энергии». На этой конференции лежала печать ликвидации послевоенных разрушений почти во всех странах Европы и опасений за исчерпание топливных ресурсов или «топливную смерть», высказанную некоторыми учеными западного мира. К 1950 г. наша страна завершила восстановление разрушенного войной народного хозяйства, энергетика Советского Союза заняла первое место в Европе и второе в мире по установленной мощности и производству электрической энергии.

К концу 1950 г. мощность электростанций СССР достигла 19,6 млн. квт против 11,9 млн. квт в 1940 г.; в этом году было произведено 91,2 млрд. квт·ч электроэнергии.

Энергетика нашей страны подверглась коренной

реконструкции, вместо устаревшего оборудования тепловых электростанций устанавливались новые с повышенными параметрами. В 1950 г. на тепловых электростанциях действовало 1,82 млн. квт или 20% всей мощности на высоких параметрах пара (90 ата и 500—525° С). В это же время заводы энергетического машиностроения изготовили первые уникальные тепловые агрегаты мощностью по 150 тыс. квт на сверхвысокие параметры пара 170 ата и 585/565° С для Черепетской ГРЭС.

Централизованное теплоснабжение и мощность ТЭЦ также продолжали развиваться интенсивными темпами, что давало огромный экономический выигрыш народному хозяйству. В противовес теории о «тепловой смерти» Земли советские геологи открыли новые месторождения угля, нефти и природного газа, в результате чего в 1950 г. добыча нефти достигла 37,87 млн. т, а природного газа — 5,76 млрд. м³.

В 1956 г. в Вене проходила V Мировая энергетическая конференция, а 6 лет спустя в Мельбурне (1962 г.) собралась VI конференция.

На двух последних конференциях были подвергнуты обсуждению проблемы энергетических ресурсов под углом зрения последних технических и экономических достижений (Вена) и новых направлений в развитии энергетики (Мельбурн).

Постановка на обсуждение указанных проблем отражает тревогу энергетиков по поводу образующегося разрыва между быстрыми темпами роста производства и потребления энергетических ресурсов, с одной стороны, и более медленным улучшением экономических показателей электроэнергетики, с другой стороны. Вызывало беспокойство также и то, что атомные электростанции с реакторами на медленных нейтронах по удельным капитальным вложениям и эксплуатационным затратам значительно уступали современным тепловым электростанциям с крупными блоками на высоких параметрах пара.

Поэтому со всей остротой возникла проблема поиска новых, более рациональных методов производства электроэнергии.

Кроме международных энергетических конференций, созываемых через 6 лет, в промежутке между ними проводятся секционные заседания. На этих заседаниях, собираемых каждые 2 года, также обсуждаются проблемы энергетики более узкого масштаба. Первое секционное заседание проходило в Бадене (1926 г.), а последнее в Токио (1966 г.).

По характеру обсуждаемых вопросов и порядку проведения существенного различия между энергетическими конференциями и секционными заседаниями нет, кроме организационного вопроса. На конференциях избирается (сроком на 6 лет) президент Мировой энергетической конференции. По традиции президентом конференции избирается представитель той страны, где она проводится.

На конференцию в Москве ожидается приезд трех-четырех тысяч иностранных делегатов; от нашей страны в конференции примут участие около 1 000 делегатов.

Для подготовки и проведения конференции образован Оргкомитет в количестве 48 человек во

главе с министром энергетики и электрификации СССР П. С. Непорожним; в его составе ученыe, специалисты, представители министерств и ведомств.

Главным элементом конференции или секционного заседания являются представляемые доклады, в которых отражается накопленный мировой опыт по тем проблемам, которые поставлены на обсуждение.

Ввиду разнородности обсуждаемых вопросов работа Мировой конференции организуется по принципу минимума пленарных заседаний. Основная работа сосредоточивается в секциях, объединяющих специалистов определенного профиля.

На Московской конференции будут работать 11 секций, в том числе: национальные обзоры топливно-энергетических ресурсов; электрические станции (тепловые, гидравлические, атомные); новые источники и методы производства электроэнергии; энергосистемы; транспорт энергии; использование энергии и др.

Представленные на МИРЭК доклады не зачитываются. На секционных заседаниях заслушиваются так называемые генеральные доклады, которые суммируют основные проблемы, изложенные в представленных докладах, после чего проходит дискуссия (время выступления 6 мин) на заседаниях секций.

Количество докладов, представляемых на энергетическую конференцию, весьма велико — на Московскую конференцию представлено 262 доклада от 60 национальных комитетов (стран) и 7 докладов от международных организаций.

Все генеральные доклады по традиции представляет та страна, где проводится конференция.

В докладах, представленных на МИРЭК, охватываются практически все аспекты развития как мировой энергетики, так и энергетики стран, участвующих в конференции.

Поскольку невозможно осветить все вопросы, изложенные в докладах, целесообразно остановиться на тех из них, которые относятся к электроэнергетике. Топливно-энергетический баланс является одной из наиболее важных проблем, рассматриваемых почти на всех энергетических конференциях.

На МИРЭК-VII по энергобалансу представлено 15 докладов от 12 стран. Во всех докладах отмечается быстрый рост и прогресс электроэнергетики и улучшение структуры топливного баланса.

За последние 16 лет (1950—1966 гг.) общий уровень используемых энергетических ресурсов мира почти удвоился (с 2,9 до 5,9 млрд. т у. т.). При этом производство (и потребление) электрической энергии возросло в 3,6 раза (с 1,0 до 3,6 млрд. квт·ч). Потребление электроэнергии на душу населения за этот же период возросло (с учетом роста населения) в 2,7 раза. Внутри топливного баланса потребление природного и попутного газа возросло в 3,6 раза, нефти в 2,8 раза, а угля только в 1,5 раза.

Следует отметить, что подавляющая часть используемых энергетических ресурсов сосредоточена в нескольких наиболее промышленно развитых странах. Так, промышленно развитые капиталисти-

ческие страны, занимая $\frac{1}{4}$ часть территории при $\frac{1}{5}$ населения мира, производят (потребляют) $\frac{3}{4}$ всего мирового производства электроэнергии.

За 10-летие (1955—1965 гг.) среднегодовой темп роста мировых энергоресурсов (первичных) составил 5%, а выработка электроэнергии возросла в среднем на 8% в год.

В странах социализма темпы роста были выше мировых и составили за этот же период 6,0% по первичным энергоресурсам и 10,8% по производству электроэнергии.

Процесс электрификации промышленности, сельского хозяйства, транспорта и быта продолжается неослабевающими темпами. Так, по данным ООН за период с 1960 по 1965 гг. валовой общественный продукт во всем мире возрос на 31%, промышленная продукция на 40%, а потребление электроэнергии на 46%. Более ярко эта тенденция выражена в СССР, где за этот же период валовой национальный продукт вырос на 48, а потребление электроэнергии на 86%.

Из представленных докладов видно, что производство и потребление электроэнергии на душу населения как по континентам, так и по странам мира распределено крайне неравномерно. При анализе положения в 164 странах картина представляется в следующем виде: в 43 странах с населением, равным 30% общего числа жителей производится (и потребляется) 92% всей электроэнергии, тогда как в 121 стране, где проживает 70% населения, произведено 8% электроэнергии.

Проблема подъема экономики слаборазвитых и сбросивших колониальный гнет стран на базе электрификации является самой острой и злободневной.

Уровень производства электроэнергии, достигнутый в крупных или промышленно развитых странах, приведен в табл. 1.

Современное производство электроэнергии базируется в основном (почти 75%) на тепловых электростанциях, использующих минеральное топливо. В докладах, представленных на конференцию, делаются прогнозы о том, что на 15—20 лет удельный вес теплоэнергии сохранится, а возможно и увеличится.

Поэтому проблеме теплоэнергетики вообще и путем развития и совершенствования тепловых электростанций в частности уделяется особое внимание.

Таблица 1

Производство электроэнергии, млрд. квт·ч

Страны	1966 г.	1967 г.
США	1 248	1 315
СССР	545	589
Великобритания	200	210
Япония	197	230
ФРГ	178	182
Канада	158	166
Франция	106	112
Италия	87	98
ГДР	57	60
Польша	47,4	51,2
Чехословакия	36,5	38

Во многих докладах анализируется состояние теплоэнергетики и намечаются конкретные пути ее совершенствования. Общий вывод заключается в том, что имеющаяся тенденция к увеличению мощностей электростанций и агрегатов правильна и экономически оправдана.

Мощность тепловых электростанций перешагнула двухмиллионный рубеж. Наша Приднепровская ГРЭС мощностью 2,4 млн. квт является самой крупной в мире.

В Англии тепловые электростанции мощностью по 2,0 млн. квт с четырьмя агрегатами по 500 тыс. квт являются типовыми. Увеличение мощностей тепловых электростанций происходит и в США.

Дальнейшее увеличение мощностей тепловых электростанций ограничивается выбросом дымовых газов, загрязняющих атмосферу. Особенно это относится к топливу, содержащему серу, очистка топлива или продуктов его сгорания, как известно, до сих пор не решена.

Рост мощностей электростанций сопровождается укрупнением агрегатов и переходом на блочную систему (котел—турбина—трансформатор).

Мощность агрегатов стремительно росла от 50 тыс. квт к 100—200—300 тыс. квт, затем к 500—800 тыс. квт, и сейчас работают блоки мощностью более 1,0 млн. квт, а мощность проектируемого агрегата в СССР и других странах составляет 1,1—1,2 млн. квт.

На электростанциях Советского Союза установлено 27 блоков мощностью по 300 тыс. квт, введены в пробную эксплуатацию блоки 500 тыс. квт на Назаровской и 800 тыс. квт на Славянской ГРЭС.

Более крупные блоки созданы и эксплуатируются на электростанциях США. В докладе энергетической (государственной) системы США «Тенесси Вели» приведены данные об эксплуатации крупных энергоблоков мощностью от 500 до 1 150 тыс. квт. Блоки по 500 тыс. квт работают на электростанциях Кольберт, Уидоу-Крик, блоки по 900 тыс. квт установлены на теплоэлектростанциях Бул-Ран и Кингстон. Самый крупный блок мощностью 1 150 тыс. квт введен в эксплуатацию на мощной электростанции Парадайз. На установку блоков по 500 тыс. квт перешли и энергетики Англии. На двух тепловых электростанциях — Вест Бертон и Феррибридж установлено по четыре блока, каждый 500 тыс. квт, на электростанции Коттам монтируются также четыре блока по 500 тыс. квт.

Во Франции эксплуатируется блок мощностью 600 тыс. квт.

Многолетняя дискуссия о том, устанавливать двух- или одновальные агрегаты, определила в качестве основного направления — одновальные турбины.

В СССР уже принято решение блоки 800 тыс. квт выпускать в одновальном исполнении (кроме первого блока Славянской ГРЭС), блок 1 200 тыс. квт проектируется также одновальным.

В данное время мощность одновального блока достигла 700 тыс. квт (США), в докладах высказывается предположение, что к 1980 г. можно создать одновальные агрегаты мощностью в 1 500 тыс. квт. Экономичность теплоэнергетического оборудования является определяющим фактором

в себестоимости электроэнергии. Не случайно поэтому в докладах удельным расходам топлива уделяется большое внимание.

Расход топлива (в условном исчислении) непрерывно снижается. За последние 10 лет на тепловых электростанциях СССР удельные расходы топлива снизились на 100 г на один отпущеный квт·ч. Удельный расход условного топлива на электростанциях общего пользования США сократился до 357 г на один полезноотпущеный квт·ч, иными словами, к. п. д. использования топлива составил 34,5%. Электростанции Англии в 1967 г. расходовали 445 г на 1 квт·ч (отпущеный), и средневзвешенный к. п. д. теплоэлектростанций составил более 27%.

Современные теплоэлектростанции с крупным оборудованием, работающие на высоких параметрах пара, имеют более низкие удельные расходы топлива. Так, английская электростанция Ферри-бридж (блоки 500 тыс. квт, 162 ата, 565/565°С) имеют удельные расходы 308 г/квт·ч, блоки 300 тыс. квт советских электростанций — 320—338 г/квт·ч.

Во многих докладах высказана большая озабоченность в связи с трудностями дальнейшего снижения удельных расходов топлива.

Как известно, советские энергомашиностроители и энергетики пошли на широкое применение пара сверхкритических параметров (240 ата, 565/565°С).

За рубежом ограничивались более низкими параметрами (160 ата, 538/538°С); однако за последние годы с целью дальнейшего повышения экономичности тепловых электростанций и там пошли по такому же пути.

Американские энергетики переходят на энергетическое оборудование с давлением 240—277 ата, правда, начальная температура пара пока еще остается на уровне 540°С. Английские энергетики, наоборот, пошли на повышение температуры острого перегретого пара до 565°С, но сохранили давление на прежнем уровне 160—170 ата.

Как известно, теплофикация зародилась и получила теоретическое обоснование и гигантское развитие в СССР. Опыт нашей теплоэнергетики в этой области длительно изучался другими странами. На МИРЭК-VII представлено много докладов от Чехословакии, Польши, Франции, Швеции, ФРГ, Дании о проблеме и экономической целесообразности комбинированного производства электроэнергии и тепла.

Зарубежные специалисты убедились в правильности практики Советского Союза в широком развитии теплофикации как эффективного средства повышения экономичности теплоэнергетики и наиболее рационального метода удовлетворения промышленных и коммунальных потребителей тепла.

На МИРЭК-VII представлено большое количество докладов по атомной энергетике.

Это говорит не только о растущем интересе к атомным электростанциям, но и о существенном улучшении их экономичности.

Особенно заметное развитие атомных электростанций произошло в Англии, где АЭС за 1967 г. выработали 22,3 млрд. квт·ч, что составляет око-

Вологодская областная научная библиотека

Таблица 2

Страны	Мощность АЭС, тыс. квт		
	К началу 1968 г.	1970 г.	1975 г.
США	2 463	5 000	32 000
Великобритания	4 068	7 000	10 265
Италия	1 100	3 200	3 335
Франция	630	3 200	—
ФРГ	302	1 500	4 000
Япония	178	1 500	5 200

ло 11% общего производства электроэнергии в стране.

В США за 1967 г. на АЭС выработано почти 8 млрд. квт·ч.

В Италии за этот же период произведено на АЭС почти 3 млрд. квт·ч; во Франции — 2,7 млрд. квт·ч.

Темп роста мощностей АЭС увеличивается из года в год; в представленных докладах намечается значительное увеличение установленной мощности атомных электростанций, что видно из данных табл. 2.

По материалам докладов и данным многих фирм капитальные затраты на строительство атомных электростанций в данное время снизились до уровня затрат на обычных тепловых электростанциях, а себестоимость производимой электроэнергии не дороже, чем на тепловых электростанциях, потребляющих дорогие виды обычных топлив.

Параметры теплоносителя на АЭС достигли уровня современных тепловых электростанций. Так, на сооружаемой АЭС в Англии устанавливаются два турбоагрегата мощностью по 660 тыс. квт, с давлением пара (во втором контуре) 160 ата и температурой 565°С.

Большой опыт, накопленный английскими энергетиками в области проектирования, конструкций и эксплуатации АЭС с использованием в первом контуре углекислого газа, показывает на некоторые преимущества этого типа реакторов.

Несмотря на несомненные успехи в создании АЭС с реакторами, работающими на тепловых нейтронах, специалисты считают эти типы реакторов бесперспективными. Поэтому во многих странах мира широким фронтом развернуты работы по созданию реакторов на быстрых нейтронах. Реакторы этого типа резко улучшают использование атомного горючего, обеспечивают его воспроизводство, т. е. копенным образом улучшают топливно-энергетический баланс мира и обеспечат в будущем все потребности в электрической энергии.

Гидроэнергия продолжает играть заметную роль в общем энергобалансе. Мощность ГЭС во всем мире на начало 1966 г. оценивается в 214 млн. квт. Все гидроэлектростанции мира произвели за 1966 г. 960 млрд. квт·ч электроэнергии, что составляет примерно $\frac{1}{4}$ общего ее производства. В СССР удельный вес гидроэнергии колеблется в пределах 16—22%. Проблемам гидроэнергетического строительства посвящены многие доклады, представленные на конференции. За последние годы во многих

Таблица 3

Страны	Млрд. квт·ч в год		Использование гидроэнергии, %
	Экономиче- ский потенци- ал	Производст- во электро- энергии в 1966 г.	
Весь мир	32 900	960	9,0
СССР	1 100	92	8,4
США	643	210	32,5
Канада	218	125	57
Япония	130	76	58
Норвегия	130	48	37
Швеция	85	47	55
Франция	76	52	69
Италия	60	41	68
Швейцария	33	27	82

странах проявляется беспокойство по вопросу комплексного водоснабжения всех отраслей хозяйства.

Полный мировой гидроэнергетический потенциал, приведенный к мощности гидростанций, составляет в данное время примерно 3 750 млн. квт, что соответствует среднегодовому производству почти 33 000 млрд. квт·ч электроэнергии.

Однако экономически оправдано использование не более 25—30% этого потенциала. Данные по гидроэнергетике приведены в табл. 3.

С ростом мощности энергетических систем и улучшения экономических показателей тепловых электростанций повысили требования к гидроэнергетике по улучшению экономичности и использованию прежде всего больших рек для сооружения на них крупных ГЭС с мощными агрегатами. Как известно, Советский Союз занимает одно из ведущих мест в строительстве крупных ГЭС.

На Братской ГЭС работают турбины мощностью по 225—250 тыс. квт, а на Красноярской ГЭС введены в эксплуатацию уникальные агрегаты мощностью по 508 тыс. квт. Для строящейся Саяно-Шушенской ГЭС будут изготовлены турбины мощностью по 650 тыс. квт.

Работы по созданию мощных гидротурбин ведутся и в ряде других стран. Например, ГЭС Портедж-Маунти, сооружаемая в Канаде, будет иметь агрегаты по 460 тыс. квт. В США намечено создать турбины мощностью по 600 тыс. квт для расширяемой ГЭС Гренд-Кули.

За последнее десятилетие с целью быстрого и эффективного покрытия пиковой части графика нагрузки в энергосистемах все больше внимания уделяется сооружению гидроаккумулирующих электростанций (ГАЭС).

В настоящее время в разных странах строится более 150 ГАЭС суммарной мощностью более 15 млн. квт.

В США намечено довести мощность ГАЭС к 1970 г. до 6 млн. квт: большие успехи достигнуты в Японии, где эксплуатируются и строятся ГАЭС общей мощностью около 3 млн. квт.

При проектировании и строительстве новых ГАЭС стремятся к использованию повышенных напоров, бьефов действующих ГЭС в качестве нижних водохранилищ ГАЭС, обратимых агрегатов и повышение единичной мощности электростанций и турбин.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

В результате осуществления многих мер к. п. д. гидроаккумулирующих ГЭС удалось поднять до 70%.

В докладах уделяется внимание и проблеме использования энергии приливов. Первенство в этой области принадлежит Франции, где пущена в работу приливная ГЭС мощностью 240 тыс. квт. В СССР заканчивается строительство первой опытной приливной Кислогубской ГЭС.

Приливные гидростанции проектируются в Англии, Америке, Канаде, Индии.

Многие страны представили интересные материалы по всем аспектам развития, технического прогресса и совершенствования энергетических систем.

Идея объединения энергетических систем внутри страны была разработана и нашла широкое применение во многих странах. В СССР созданы семь мощных объединенных систем и главная из них — Единая европейская энергосистема, объединяющая электростанции общей мощностью около 60 млн. квт.

В докладах на Московской конференции объединение энергосистем между собой получило полное признание. Американские энергетики после крупнейшей аварии 9 ноября 1966 г., в результате которой была парализована на несколько часов жизнь огромного района с населением в 40 млн. человек, коренным образом пересмотрели свои концепции и теперь признают необходимым развитие мощных межсистемных линий передач.

Экономические выгоды объединения энергетических систем обусловили создание межнациональных объединений.

Как известно, страны социализма создали объединенную энергосистему «Мир» с диспетчерским управлением в Праге. Энергосистемы ряда западноевропейских стран также объединены между собой, существует связь между Канадской и Нью-Йоркской системами.

Вопросы создания энергетических систем и объединения даже сравнительно мелких электростанций поднимают многие развивающиеся страны Африки и Ближнего Востока.

Наиболее крупным системным вопросом является надежность. Системные аварии, при которых происходят массовые отключения потребителей, носят огромный экономический ущерб народному хозяйству. Поэтому в докладах и практике энергетического строительства уделяется большое внимание мероприятиям по обеспечению максимальной надежности эксплуатации энергосистемы, созданию необходимой резервной мощности и определению оптимальной мощности агрегата в увязке с мощностью системы, наличием резервных связей с другими энергосистемами.

Большое внимание в докладе уделяется мероприятиям по повышению динамической и статической устойчивости систем, надежности работы системной автоматики и особенно бесперебойности питания собственных нужд электростанций.

На всех крупных тепловых электростанциях в Англии устанавливаются газотурбинные агрегаты мощностью в 17—25 тыс. квт на каждый блок в 500 тыс. квт. Время пуска такого агрегата из хо-

лодного состояния до набора полной нагрузки — не более 2 мин; при понижении частоты в общей сети до 49,5 гц собственные нужды отделяются от системы и питаются от газотурбинных агрегатов.

Система обеспечения собственных нужд английских энергетиков заслуживает самого пристального изучения и применения.

Большое внимание уделено проблеме транспорта энергии, которая рассматривается в следующих аспектах: сравнительная экономика разных систем транспорта, выбор параметров линий передач и рода тока.

Новыми элементами является бурное развитие добычи природного газа и нефти и создание огромной сети трубопроводов для их транспортировки. Уже сейчас построены и эксплуатируются газопроводы длиною 3 000 км в СССР и более 2 000 км в Канаде. Ряд стран (Франция, Япония, Англия) организовали перевозки природного газа в сжиженном состоянии на многие тысячи километров в танкерах грузоподъемностью 200—270 тыс. т. По крупным газопроводам можно за год перекачать 10—20 млрд. м³ газа.

Экономические сравнения трубопроводного транспорта и линий электропередач показывают, что с увеличением диаметра трубопровода растет преимущество первого.

По данным советских специалистов передача

электроэнергии экономически выгоднее по сравнению с перевозкой итатских углей на расстояние более 1 000 км и кузнецких углей — более 2 000 км. В соответствии с этим в Советском Союзе ведутся интенсивные исследовательские и проектные работы по созданию линий электропередач сверхвысокого напряжения. На переменном токе напряжением 500 кв уже эксплуатируются линии передачи протяженностью более 9 тыс. км; в 1967 г. введена опытная линия напряжением 750 кв Конаковская ГРЭС—Москва. Как известно, проектные и научно-исследовательские организации ведут работы по проектированию линий передачи постоянного тока напряжением 1 500 кв от куста Экибастузских ГРЭС до центра, с пропускной способностью 6 млн. квт и передачей электроэнергии 40,0 млрд. квт·ч в год.

Проблемой передачи энергии постоянным и переменным токами высокого напряжения занимаются энергетики многих стран: США, Англии, Франции, Канады. В частности, в Канаде в 1966 г. введена в эксплуатацию линия переменного тока 735 кв.

Седьмая Мировая энергетическая конференция должна оказать большое влияние на все аспекты развития и совершенствования энергетических ресурсов, дальнейшего подъема экономики всех стран и повышения благосостояния народов мира.



УДК 621.315.1.052.9.001.4

Комплексные испытания полуволновой электропередачи в сети 500 кв ЕЭС Европейской части СССР

В. А. ВЕРШКОВ, К. Т. НАХАПЕТЯН, О. В. ОЛЬШЕВСКИЙ, С. А. СОВАЛОВ,
В. П. ФОТИН и В. К. ЩЕРБАКОВ

В связи с природными и экономическими особенностями Советского Союза в течение ряда лет разрабатывается проблема создания электропередач протяженностью 2 000—4 000 км с пропускной способностью 5 000 Мвт и выше на цепь. Как показали исследования Сибирского научно-исследовательского института энергетики (СибНИИЭ) и других научных организаций страны, наряду с созданием электропередач постоянного тока, эту задачу можно решить и на основе трехфазных электропередач, настроенных на волновую длину, несколько большую 180°.

Основное достоинство настроенных электропередач — простота их схем и оборудования. Вместе с тем явно выраженная волновая природа настроенных линий вносит свои особенности в нормальные и аварийные режимы, придает им необычный характер и заставляет пересмотреть сложившуюся точку зрения на решение вопросов устойчивости, защиты от внутренних перенапряжений, релейной защиты, системной автоматики и др. Несмотря на то, что особенности нормальных и аварийных режимов были выявлены как теоретическими методами, так и экспериментами на моделях, для решения вопросов, возникших при исследованиях и

проектных разработках по настроенным электропередачам, потребовалось проведение натурных испытаний. Поэтому было принято решение о проведении испытаний настроенной электропередачи в объединенной сети 500 кв Единой энергетической системы Европейской части СССР.

Анализ возможностей этой сети не оставлял большой свободы выбора варианта схемы настройки электропередачи, так как необходимо было провести испытания без снижения эксплуатационной надежности работы привлекаемых для эксперимента энергосистем и с наименьшими изменениями в оперативных схемах коммутации.

В принятом варианте схемы испытаний энергия от шин Волжской ГЭС имени XXII съезда (Волгоградской ГЭС) по восточной цепи электропередачи 500 кв Волгоград—Москва, северной цепи электропередачи 500 кв Куйбышев—Москва и по электропередаче 500 кв Куйбышев—Урал, должна была передаваться в Челябинскую энергосистему (рис. 1). Общая длина линии достигала 2 858 км. Волновая длина линии составляет 173°. Однако с учетом реактивности передающей станции (трансформаторы) и приемной системы (трансформаторы, приемная сеть) можно считать эквивалентную

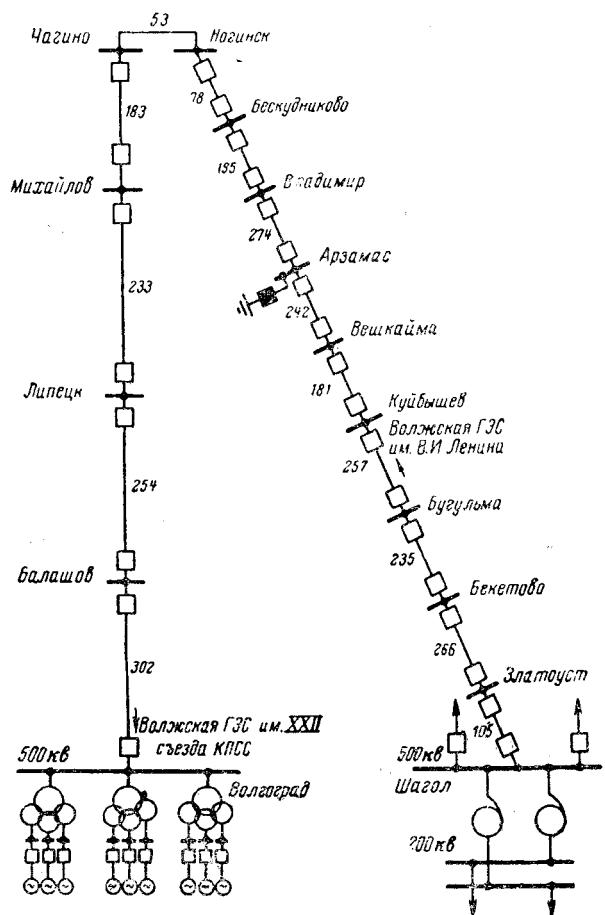


Рис. 1. Схема соединения линий 500 кв для испытания полуволновой электропередачи.

волновую длину электропередачи равной 187°. Предварительный анализ показал, что при данной волновой длине электропередачи и большом активном сопротивлении возникает опасность параметрической неустойчивости (самораскачивания) при передаваемых мощностях, превышающих примерно половину натуральной мощности.

Комиссия по проведению испытаний при составлении программы руководствовалась следующими целями: проверка нагрузочных характеристик настроенной электропередачи, проверка условий появления самораскачивания и возможности ликвидации качаний с помощью регуляторов возбуждения сильного действия, уточнение в коммутационных и аварийных режимах электропередачи характера переходных процессов, приводящих к перенапряжениям, определение параметров настроенной электропередачи и степени их несимметрии.

Ввиду отсутствия какого-либо опыта управления настроенной электропередачей в действующих сетях, а также в связи с необычными масштабами натурного исследования, охватывающего огромную территорию, проведение испытаний было связано с определенным техническим риском.

Для того чтобы свести этот риск к минимуму и повысить эффективность испытаний, были проведены предварительные исследования на моделях. Исследования на модели Всесоюзного электротехнического института им. В. И. Ленина (ВЭИ) по-

зволили выбрать систему защиты от перенапряжений на время испытаний. Исследования нормальных и аварийных режимов на модели СибНИИЭ согласно программе позволили разработать рекомендации по ведению режимов во время испытаний.

В испытаниях, проведенных под руководством Объединенного диспетчерского управления Единой энергетической системы Европейской части СССР (ОДУ ЕЭС), участвовали: УЭЭС-500 кв Мосэнерго, ВЭИ, СибНИИЭ, а также Всесоюзный научно-исследовательский институт энергетики (ВНИИЭ), Научно-исследовательский институт постоянного тока (НИИПТ), Московский энергетический институт (МЭИ), руководящий и эксплуатационный персонал ОДУ Урала, ОДУ Средней Волги, Волгоградской, Московской, Куйбышевской, Челябинской и других энергосистем; помочь в проведении испытаний оказали также члены комиссии по разработке технической программы, специалисты Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина (ЛПИ) и др.

Управление осуществлялось с диспетчерского пункта ОДУ ЕЭС. Была организована прямая связь диспетчерского пункта ОДУ ЕЭС со всеми основными пунктами испытаний. Осуществлена специальная автоматика ВЭИ, с помощью которой с Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС производился запуск осциллографов и по заданной программе необходимые коммутации (включение и отключение выключателей) во всех пунктах, организованы каналы для измерения с помощью аппаратуры НИИПТ угла между одним из включенных на электропередачу генераторов и шинами 500 кв Волжской ГЭС имени В. И. Ленина.

На испытуемой электропередаче были отключены все автотрансформаторы, шунтирующие реакторы, часть трансформаторов напряжения и разрядники от коммутационных перенапряжений на линии. Для ограничения величины перенапряжений в ряде пунктов установлены в трех фазах линии защитные искровые промежутки. С выключателей в цепи последовательного соединения участков линии снимался оперативный ток. На электропередаче использовались установленные устройства релейной защиты: защиты, действующие при появлении напряжения обратной последовательности на отключение выключателей на концах линии, а также на включение заземляющего выключателя в Арзамасе; защиты, реагирующие на ток нулевой последовательности, резервирующие действие автоматики ВЭИ, отключающие выключатели после включения на короткое замыкание; защиты от повышения напряжения на концах электропередачи и в Арзамасе. Кроме того, использовался ряд существующих защит на головных участках электропередачи. Осуществлена схема резервирования отключения выключателя на приемном конце линии. Регуляторы возбуждения генераторов Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС были настроены на условия испытаний.

Для первого включения линии под напряжение вблизи ее электрического центра на подстанции Арзамас было установлено трехполюсное заземление через выключатель. Подобная схема позволяла гарантировать наименьшие значения переходных

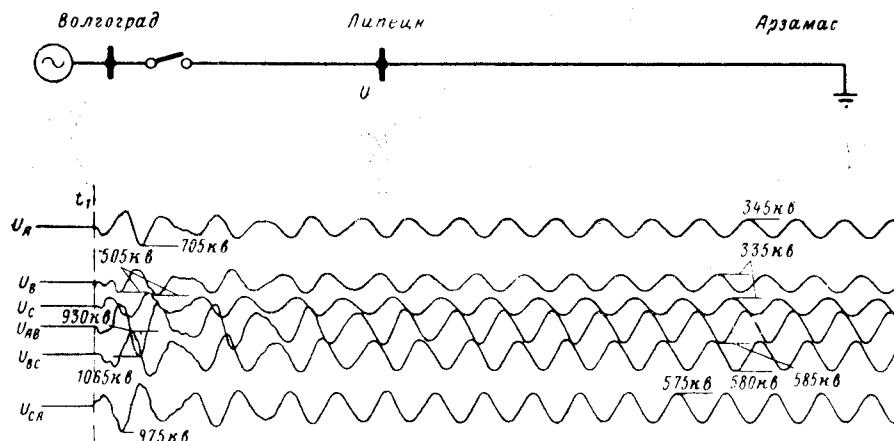


Рис. 2. Включение четвертьволновой линии, заземленной в Арзамасе.

напряжений. Включением линейного выключателя была произведена подача напряжения от шин 500 кв Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС на электропередачу, заземленную на подстанции Арзамас; на ГЭС на шины 500 кв были выделены девять генераторов. Длина линии от ГЭС до Арзамаса 1572 км. Перед включением напряжение на ГЭС было понижено до 430 кв. В переходном режиме максимальное напряжение имело место на шинах подстанции Липецк и составляло 1,64 максимального рабочего напряжения ($\frac{V^2 \cdot 525 \text{ кв}}{\sqrt{3}}$).

Оциллограмма опыта приведена на рис. 2. Ввиду отличия волновой длины зашунтированного участка линии от четверти волны генерируемая линией на шинах ГЭС реактивная мощность в установившемся режиме составляла около 100 Мвар, потребляемая активная ~ 50 Мвт, ток в начале линии ~ 150 а. Ток через выключатель в цепи шунтирования — 930 а. Затем электропередача, зашунтированная в Арзамасе, была включена на шины приемной системы при напряжении 490 кв. В переходном процессе наблюдавшиеся максимальные напряжения близки к номинальному значению, так как длина участка линии Шагол — Арзамас значительно меньше четвертьволновой (1286 км). В установившемся режиме напряжение в начале линии около 480 кв, реактивная мощность, потребляемая от шин Шагола, была ~ 100 Мвар, активная мощность ~ 50 Мвт, ток в начале линии ~ 130 а, в конце — 1060 а.

Таким образом, выбирая место заземления линии, возможно регулировать величины переходных напряжений в процессе включения.

Значительно большие величины переходных напряжений были получены при одностороннем включении всей полуволновой линии. На рис. 3 приведены

осциллограммы включения линии от приемной энергосистемы. Напряжение на открытом конце линии достигает почти 800 кв при ударном коэффициенте около 2,0. Подобные же переходные напряжения имели место и при подключении всей полуволновой линии к шинам ГЭС. Отключение ненагруженной линии от источника проходит в легких условиях. Линия после отключения колеблется с частотой, близкой к рабочей частоте сети. Поэтому напряжение на контактах выключателя, отключающего линию, медленно нарастает, не превышая двукратной величины.

Двухступенчатое включение полуволновой линии, когда линия с заземлением в средней части подключается к источнику, а затем размыкается шунт, не позволило снизить величины переходных напряжений на открытом конце линии. На рис. 4 приведена осциллограмма напряжения открытого конца линии после отключения заземляющего выключателя подстанции Арзамас при питании линии от шин подстанции Шагол. Переходные напряжения достигают тех же величин, что и в случае непосредственного подключения ненагруженной линии к шинам подстанции Шагол.

Была произведена успешная синхронизация по току линии, включенной на заземляющий выключатель подстанции Арзамас как со стороны ГЭС, так и приемной системы. Линия включалась в работу путем размыкания заземляющего выключателя. Нестабильность частоты генераторов вследствие их малой нагрузки не позволила осуществить точ-

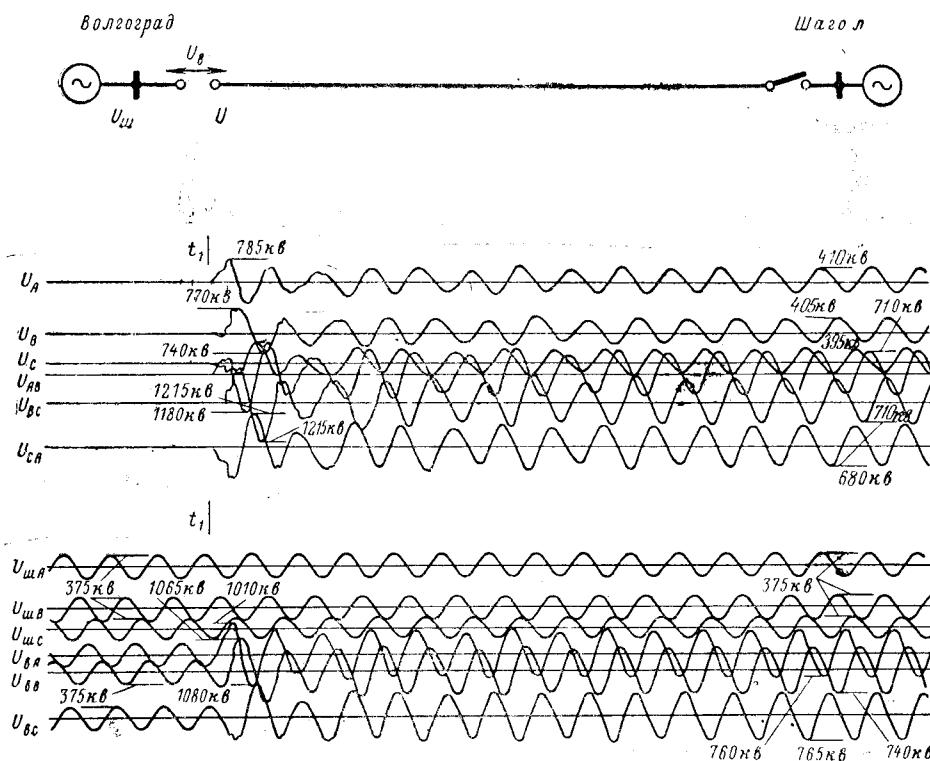


Рис. 3. Включение полуволновой разомкнутой линии от энергосистемы.

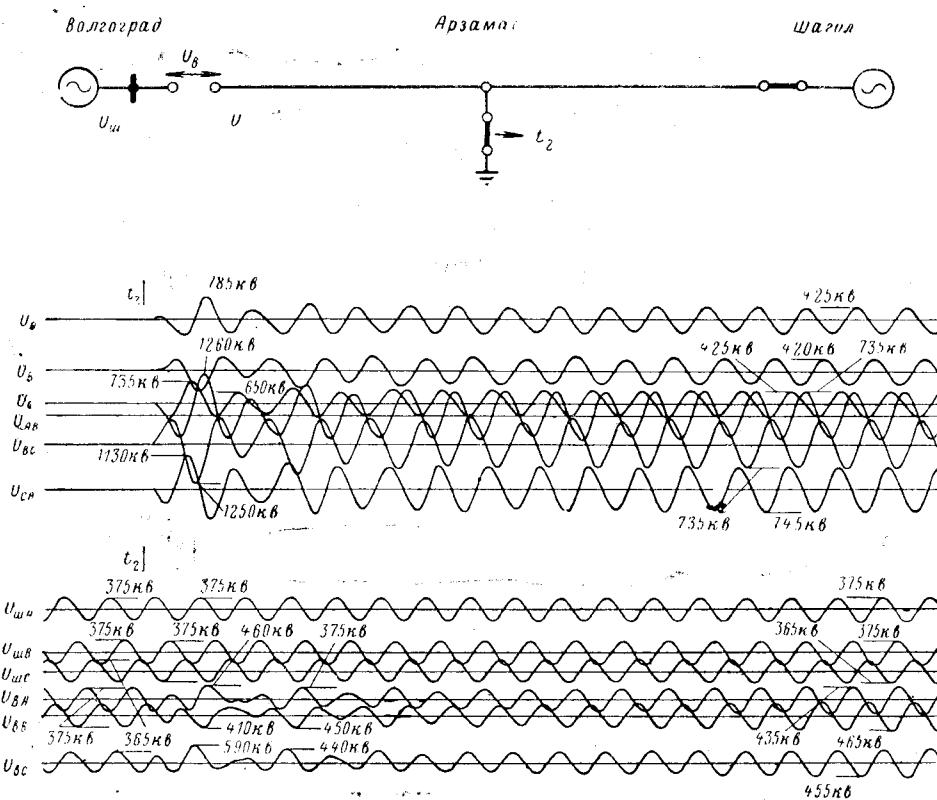


Рис. 4. Разземление полуволновой линии в Арзамасе.

ную синхронизацию с отключением заземляющей цепи при минимальном значении тока в выключателе. Отключение выключателя произошло при разности частот $0,175 \text{ гц}$ и при токе в цепи шунтирования 630 а , что соответствовало углу расхождения векторов напряжения по концам электропередачи порядка 145° вместо необходимых при точной синхронизации 180° . Возникли заметные, но быстро затухающие качания. Наброс активной мощности на ГЭС достиг $900-950 \text{ Мвт}$, время нарастания мощности $0,06 \text{ сек}$. Период качаний был равен $0,9 \text{ сек}$, качания затухли за $5-7 \text{ сек}$. Напряжения на Арзамасской подстанции в переходном процессе достигли максимального значения порядка $1,4$ практически одновременно с первым максимумом реактивной мощности. Протекание режима синхронизации на этой подстанции показано на рис. 5.

Опыт синхронизации обычным методом (по напряжению) был произведен на шинах Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС. Линия длиною 2858 км ставилась под напряжение с шин подстан-

Рис. 5. Синхронизация по току на подстанции Арзамас.

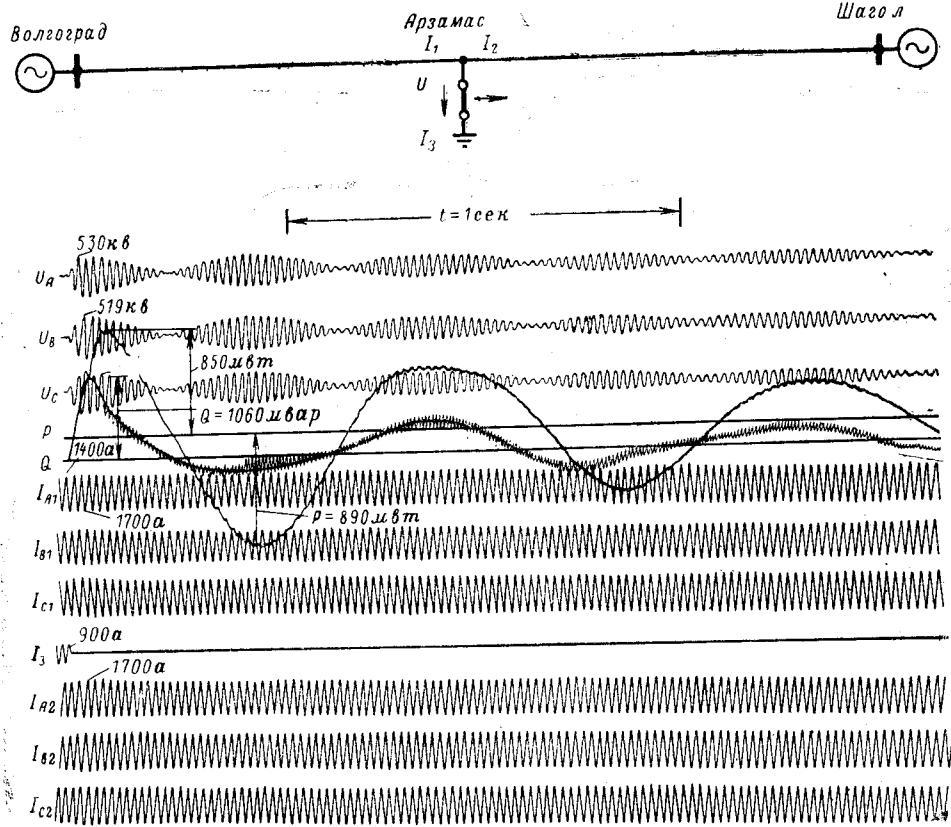
I_{A1} , I_{B1} , I_{C1} — токи со стороны ГЭС; I_{A2} ,
 I_{B2} , I_{C2} — токи со стороны Шагола;
 I_3 — ток в цепи шунтирования.

ции Шагол. Синхронизация не была точной и генераторы ГЭС включились на параллельную работу с ОЭС Урала при расхождении векторов напряжения $\sim 30^\circ$. Активная мощность в начале линии при качаниях последовательно проходила амплитудные значения $+850 \text{ Мвт}$, -510 Мвт , $+347 \text{ Мвт}$. Период качания — 0,80 сек. Несколько позднее, по ходу испытаний, аналогичная синхронизация была выполнена более точно и сопровождалась меньшими качаниями.

Без нагрузки передача работала устойчиво. Набор активной мощности осуществлялся небольшими ступенями порядка 100 Мвт. На первых ступенях увеличения передаваемой мощности не всегда соблюдалось принятное по технической программе испытаний условие ограничения реактивной мощности на приемном конце линии малыми значениями; в последующем это требование удовлетворялось

совместным согласованным регулированием активной мощности и напряжения в начале линии, т. е. увеличением перепада напряжения при подъеме передаваемой мощности.

Первые признаки самораскачивания появились



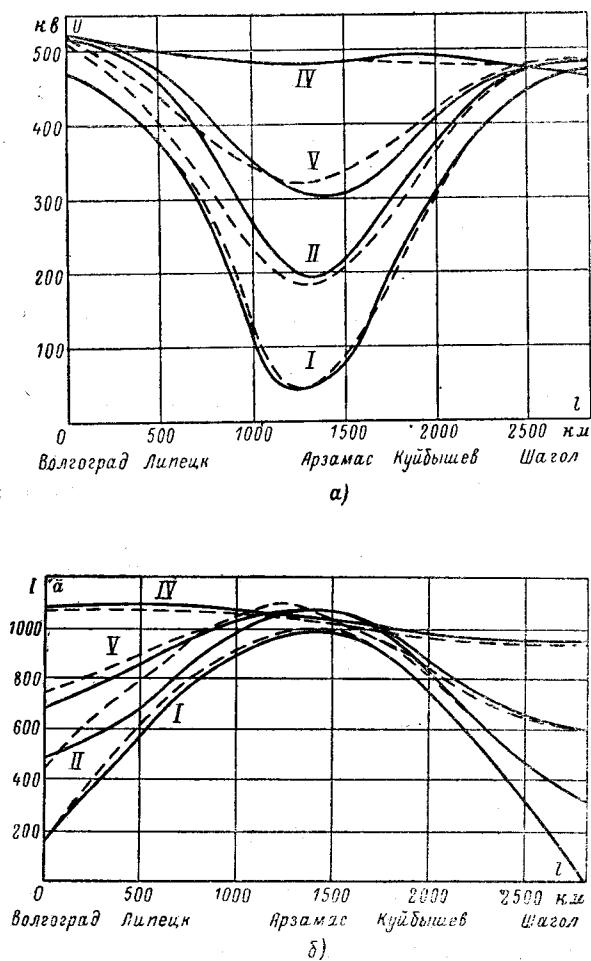


Рис. 6. Распределение напряжения (а) и тока (б) вдоль линии при передаче различной мощности согласно таблице.

— данные испытаний; — — — расчет.

при увеличении активной мощности в начале линии до 400 Мвт; генераторы Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС работали при этом с регуляторами возбуждения пропорционального действия. При 500 Мвт началось интенсивное самораскачивание.

Для повышения уровня устойчивости при передаче мощности более 400—500 Мвт было введено специальное регулирование возбуждения. После чего, вплоть до передаваемой мощности 975 Мвт, самораскачивание было устранено. Для устранения самораскачивания при больших нагрузках передаваемая мощность была снижена до 920 Мвт и на подстанции Шагол отключена линия 500 кв Шагол—Троицкая ГРЭС, чем увеличено эквивалентное реактивное сопротивление приемной энергосистемы. Качания были устранены и продолжено увеличение передаваемой мощности. При полной загрузке 9 генераторов и суммарной мощности 1043 Мвт, т. е. при передаче мощности, близкой к натуральной (1000 Мвт при напряжении 525 кв), режим был устойчив. Таким образом, несмотря на неблагоприятные условия (длина линии меньше полуволны, относительно большое активное сопротивление), был обеспечен высокий уровень статической устойчивости электропередачи.

При передаче мощности порядка 1000 Мвт напряжение на отправном конце было поднято до 525 кв, напряжение на приемном конце поддерживалось на уровне 470 кв, напряжение в Арзамасе поднялось до 482 кв; потери активной мощности составили 225 Мвт, часть из них составляли потери на корону. Данные по некоторым зарегистрированным режимам и сопоставление их с расчетными, которые получены без учета потерь на корону, приведены в таблице и на рис. 6.

№ п/п.	Начало линии (ГЭС)				Конец линии (Шагол)			
	<i>P</i> , Мвт	<i>Q</i> , Мвар	<i>U</i> , кв	<i>I</i> , а	<i>P</i> , Мвт	<i>Q</i> , Мвар	<i>U</i> , кв	<i>I</i> , а
I	107*	+67	478	151	0	0	475	0
	100**	+100	474	175	0	0	475	0
II	430	+10	520	490	260	+30	494	350
	385	+120	510	450	260	+30	494	350
III	600	+10	510	680	430	+30	476	570
	570	+98	504	662	430	+30	476	570
IV	985	-30	525	1 070	760	-10	470	940
	964	-23	525	1 063	760	-10	470	940
V	635	0	527	695	506	+40	488	600
	664	+100	520	748	506	+40	488	600

П р и м е ч а н и е: * — первая строка — опыт; ** — вторая строка — расчет.

Запись режимов показала близость экспериментальных и расчетных данных; причины имеющихся некоторых отклонений подлежат дополнительному выяснению. Некоторые приборы (в частности, приборы отправного конца линии) из-за перегрузки измерительных трансформаторов и их вторичных цепей имели повышенную погрешность. Расхождения вызваны также неучетом в расчетах потерь на корону.

Высокий уровень статической устойчивости настроенной электропередачи по апериодическому пределу способствует сохранению ее устойчивости при динамических переходах. Обладая относительно большими запасами динамической устойчивости, настроенная электропередача вместе с тем чувствительна к качаниям связываемых систем вследствие физической особенности, заключающейся в пропорциональной зависимости напряжения на средних участках линии от нагрузки ее конца. Чем больше угол качаний, тем больше повышение напряжения в середине линии. При предельных углах может произойти пробой защитных искровых промежутков, в результате чего электропередача будет отключена и выведена из работы. Для проверки динамических характеристик настроенной электропередачи были произведены опыты по возбуждению качаний, вызванных однофазными короткими замыканиями в Арзамасе и Куйбышеве.

После подъема активной мощности в начале линии до 635 Мвт (510 Мвт на приемном конце) проведен опыт однофазного короткого замыкания в Арзамасе (рис. 7).

Осциллограммы опыта показали, что короткое замыкание длилось 0,14 сек и привело к сбросу мощности ГЭС примерно равному 200 Мвт. После отключения короткого замыкания наблюдались качания: первая амплитуда активной мощности в на-

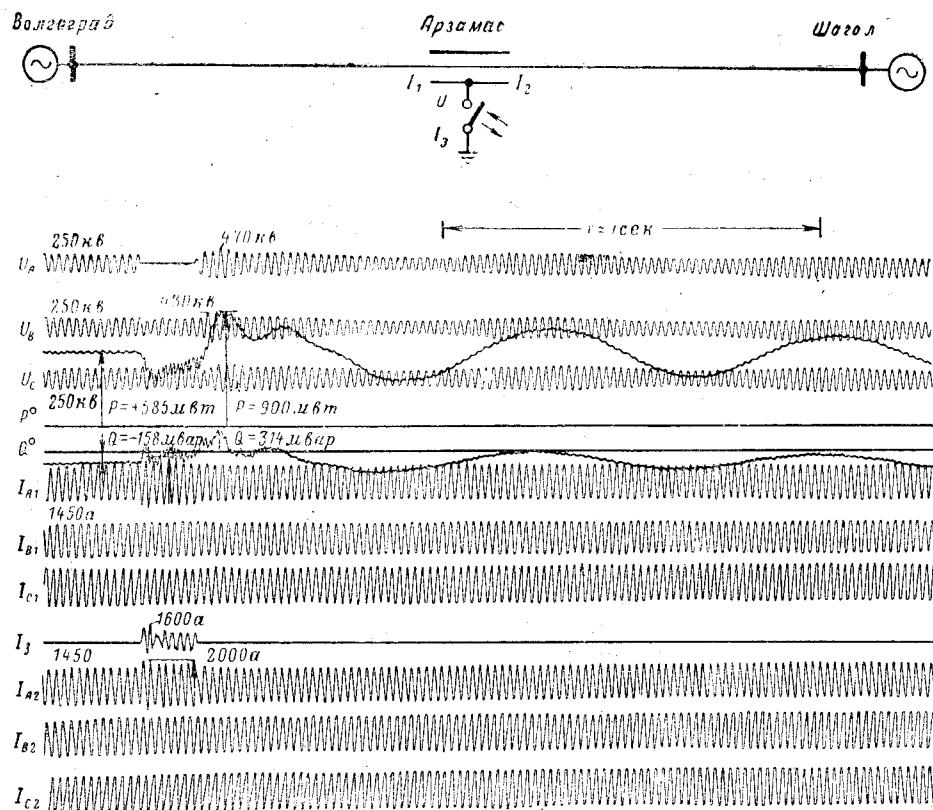


Рис. 7. Переходный процесс на подстанции Арзамас при однофазном коротком замыкании. (Обозначения см. рис. 5).

чале линии 990 Мвт, затем следует снижение мощности до 410 Мвт и второй максимум мощности 825 Мвт. Период качаний — около 0,8 сек. Через 5 сек качания практически прекратились. Наибольшая кратность перенапряжений в аварийном процессе зарегистрирована на подстанции Липецк — 1,6. При качаниях максимальное напряжение около 1,3. Разница между максимальным и минимальным значениями угла между э. д. с. генератора ГЭС и шинами 500 кв Волжской ГЭС имени В. И. Ленина при качаниях составила 28°.

В дальнейшем был проведен дополнительный опыт при исходной мощности 580 Мвт с увеличением длительности короткого замыкания до $\sim 0,75$ сек.

При большом запасе устойчивости переходные процессы во втором опыте сходны с процессами в первом опыте.

Опыты однофазного короткого замыкания длительностью 0,25 и 0,27 сек на шинах Волжской ГЭС имени В. И. Ленина при передаче мощности 635 Мвт сопровождались сбросом мощности около 200 Мвт.

Наибольшая кратность перенапряжений в переходном процессе наблюдалась на Липецкой подстанции — 1,95. Там же перед отключением короткого замыкания кратность перенапряжений — 1,8—1,9.

При отключении короткого замыкания возникли качания с последовательными амплитудами активной мощности в начале линии: первый максимум — 850 Мвт, минимум — 440 Мвт, второй максимум — 780 Мвт. Разница между максимальным и минимальным значениями угла между э. д. с. генератора отправной ГЭС и шинами 500 кв Волжской ГЭС имени В. И. Ленина при качаниях составила 28°.

Для выяснения характера влияния параметров нулевой последовательности полуволновой линии на переходные напряжения проведены три опыта однофазных коротких замыканий — на шинах 500 кв Липецкой подстанции, Волжской ГЭС имени В. И. Ленина и подстанции Шагол — при электропередаче односторонне включенной на шины Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС.

Длительность однофазных коротких замыканий была: при коротком замыкании в Липецке — 0,19 сек, на Волжской ГЭС имени В. И. Ленина — 0,26 сек и на Шаголе — 0,13 сек.

Анализ осциллограмм показал, что наибольшая зарегистрированная кратность перенапряжений в переходном процессе составила: при коротком замыкании в Липецке — 1,82 (в Шаголе), на Волжской ГЭС имени В. И. Ленина — 1,75 (в Липецке), в Шаголе — 1,95 (в Шаголе).

О характере переходных процессов можно получить представление по осциллограмме рис. 8. Напряжения в переходном процессе на шинах питающей станции достигали значений порядка 1,20 при установившихся напряжениях аварийного режима порядка 1,1.

Для выяснения связи между электромеханиче-

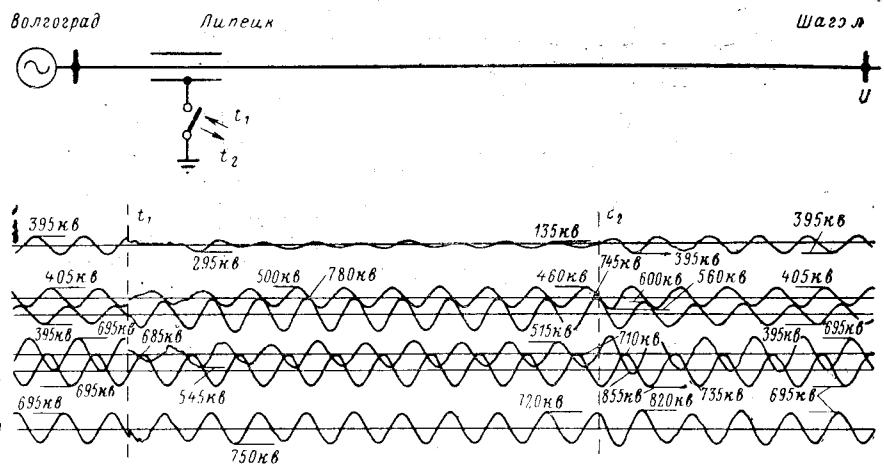


Рис. 8. Переходные напряжения в конце линии (Шагол) при однофазном коротком замыкании на шинах подстанции Липецк.

скими и электромагнитными процессами в настроенной электропередаче были проведены опыты грубой синхронизации по току с доведением переходных напряжений до величин, вызывающих срабатывание защитных промежутков.

В опыте грубой синхронизации при работе на ГЭС шести генераторов отключение заземляющего выключателя в Арзамасе произошло при токе в цепи заземления, равном 920 а (в процессе уменьшения этого тока) и разности частот 0,1 гц. Первый бросок мощности был в сторону ГЭС и составил на отправном конце линии 1025 Мвт (последовательные амплитуды: —1025, +950, —640 Мвт). Синхронизация, таким образом, оказалась успешной, но сопровождалась весьма большими качаниями и перенапряжениями. Кратность перенапряжений на Волжской ГЭС имени В. И. Ленина близка к 1,9.

В последнем опыте еще более грубой синхронизации отключение заземляющего выключателя произошло при разности частот 0,6 гц и токе в цепи заземления 1020 а (при возрастании тока).

При этом в процессе развития качаний сработали защитные промежутки и передача отключилась. Наибольшие зарегистрированные в осциллограммах перенапряжения имеют кратности: фазы А на Волжской ГЭС имени В. И. Ленина — 2,3; в Липецке — фазы С — 2,14; фазы В в Арзамасе — 2,27.

На этом испытания были закончены. Результаты их дают основание для следующих выводов.

1. Намеченная программа испытаний настроенной электропередачи Волгоград—Москва—Куйбышев—Урал успешно и полностью выполнена. По линии длиной около 3 000 км при минимальной степени настройки устойчиво передавалась мощность во всем диапазоне изменения нагрузки вплоть до 1 млн. квт. По режиму электропередачи имелась возможность дальнейшего повышения передаваемой мощности. Настроенная электропередача хорошо управлялась; затруднений в работе серийного оборудования 500 кв не наблюдалось.

2. Испытания подтвердили теоретические выводы о том, что настроенные электропередачи работоспособны и могут служить средством передачи энергии на сверхдальние расстояния при условии решения некоторых вопросов их надежности.

3. Результаты натурных испытаний имеют важное значение для дальнейшего развития теории настроенных дальних электропередач; исследовано явление параметрической неустойчивости генераторов (самораскачивание) и отработаны средства его подавления; осуществлены переходные режимы электропередачи, позволяющие уточнить влияние линейных и нелинейных параметров дальних электропередач на развитие электромагнитных и электромеханических процессов и усовершенствовать

методы электродинамического моделирования настроенных электропередач.

4. Опробованы способы включения и синхронизации настроенной электропередачи. Результаты испытаний показывают, что эти режимы проходят успешно без специальных мер демпфирования качаний и ограничения внутренних перенапряжений; синхронизация по напряжению более спокойна, чем по току в шунтированной линии, но связана с несколько большими переходными напряжениями при включении электропередачи.

5. Проверена особенность регулирования нормального режима настроенной электропередачи и подтверждена возможность обеспечения устойчивой работы и подавления самораскачивания при недостаточных углах настройки с помощью регуляторов возбуждения сильного действия. Вместе с тем требуется проведение дополнительных исследований для выявления оптимального закона регулирования генераторов, работающих на настроенную электропередачу.

6. Проведенная серия аварийных режимов в нагруженной электропередаче показала относительно высокую ее устойчивость при динамических переходах. Внутренние перенапряжения, возникающие в этих режимах, а также в режимах однофазного короткого замыкания при одностороннем питании линии не превосходили расчетного уровня изоляции электропередачи 500 кв. При отключении холостой линии амплитуды напряжения в переходном процессе не превышают амплитуду установившегося напряжения в предшествующем режиме. Через 10—12 периодов промышленной частоты после отключения колебания на линии практически полностью затухают. Условия работы выключателей очень легкие. Однако проведенные опыты с однофазными короткими замыканиями не дают полных данных о степени опасности внутренних перенапряжений в случае повреждения настроенной электропередачи. Поэтому вопрос о возможных величинах перенапряжений при коротких замыканиях на электропередаче и в системах вблизи концов электропередач и вопрос о требованиях, которые должны быть предъявлены к защитным устройствам, нуждаются в дополнительном рассмотрении.

7. Использованием существующих схем релейной защиты и автоматики и рядом дополнительных мер удалось обеспечить отключение электропередачи в аварийных состояниях. Вместе с тем, учитывая особенности режимов настроенных электропередач, необходимо разработать специальные релейные схемы и схемы противоаварийной автоматики.

В заключение авторы приносят благодарность всем организациям и лицам, принявшим участие в описанных испытаниях.

[5.5. 1968]



Расчет потокораспределения в электрической сети по методу определяющих величин

М. А. ГРИЦАЙ и В. Г. ЖУРАВЛЕВ

Кишинев

Введение. Расчет потокораспределения в сложнозамкнутой электрической сети — важный этап проектирования и эксплуатации энергосистем. Наибольшее распространение для инженерных расчетов с помощью ЭЦВМ получил метод узловых напряжений [Л. 1]. Реже применяется для этих целей метод контурных токов [Л. 2]. При проведении расчетов все чаще встречаются трудности, связанные с ростом объема задачи (числа узлов), который приводит к значительному усложнению расчетной схемы и к сильному увеличению времени счета.

Исследования, проведенные в Отделе энергетической кибернетики АН МССР, показали, что в ряде случаев существенное облегчение расчетов потокораспределения может быть достигнуто путем применения метода определяющих величин (токов или напряжений).

Суть этого метода заключается в том, что из общего числа неизвестных величин можно выделить некоторую совокупность искомых параметров (меньшую, чем общее их число), которые позволяют найти остальные с использованием простых зависимостей.

Проиллюстрируем это примером. На рис. 1 представлена схема участка сети, содержащей $n=19$ узлов и $m=33$ линий. Для того чтобы рассчитать потокораспределение в такой сети по методу узловых напряжений или контурных токов необходимо составить и решить системы, состоящие соответственно из 18 или 15 уравнений. Однако если знать напряжения лишь четырех узлов (не считая балансирующего, которым выбран узел 19), а именно, узлов 7, 8, 16, 17, то можно рассчитать потокораспределение во всей этой схеме, применяя для расчетов определенный порядок обхода схемы. Такие напряжения поэтому были названы определяющими. В самом деле, зная напряжение в узлах 7, 8 и 19, можно найти потоки мощности по линиям 7—8 и 8—19. Зная эти потоки, из баланса мощности узла однозначно определяется поток по линии 8—9. А зная поток, легко определить напряжение узла 9. Теперь ситуация та же, что была вначале. Известны напряжения узлов 8, 9 и 19. Определяя потоки мощности по линиям 8—9 и 9—19 из баланса находится поток по линии 9—10, а затем и напряжение точки 10. Легко убедиться по схеме, что, поступая подобным образом и последовательно обходя узлы 9, 10, 11, 12, 13, 7, 5, 6, 4, 3, 2, 1 и 17, можно вычислить все интересующие нас потоки и напряжения.

Легко также проверить, что не любые четыре напряжения дают возможность однозначного определения потокораспределения. Достаточно для

этого заменить, например, узел 7 на 2 и считать, что известны напряжения узлов 2, 8, 16 и 17. В этом случае подобрать для расчета потокораспределения желательный порядок обхода узлов не удается. Выбор определяющих величин описан ниже.

На рис. 2 приведен пример определяющих токов. Нетрудно проверить, что зная три тока i_1 , i_2 , i_3 и используя одновременно оба закона Кирхгофа, можно рассчитать всю схему, причем схема подобного типа может как угодно далеко продолжаться справа от линии AB [Л. 3].

Число определяющих величин зависит от числа узлов и ветвей электрической сети и от ее конфигурации. В реальных электрических сетях, как показывает опыт, число определяющих величин в 5—10 и более раз меньше общего числа узлов сети. Это открывает большие возможности увеличения объема решаемой задачи.

Впервые на такую особенность электрической цепи и возможность ее эффективного использования обратил внимание, по-видимому, О. М. Богатырев [Л. 4]. Н. Г. Максимович сформулировал в общем виде задачу определения минимального числа токов или напряжений [Л. 3].

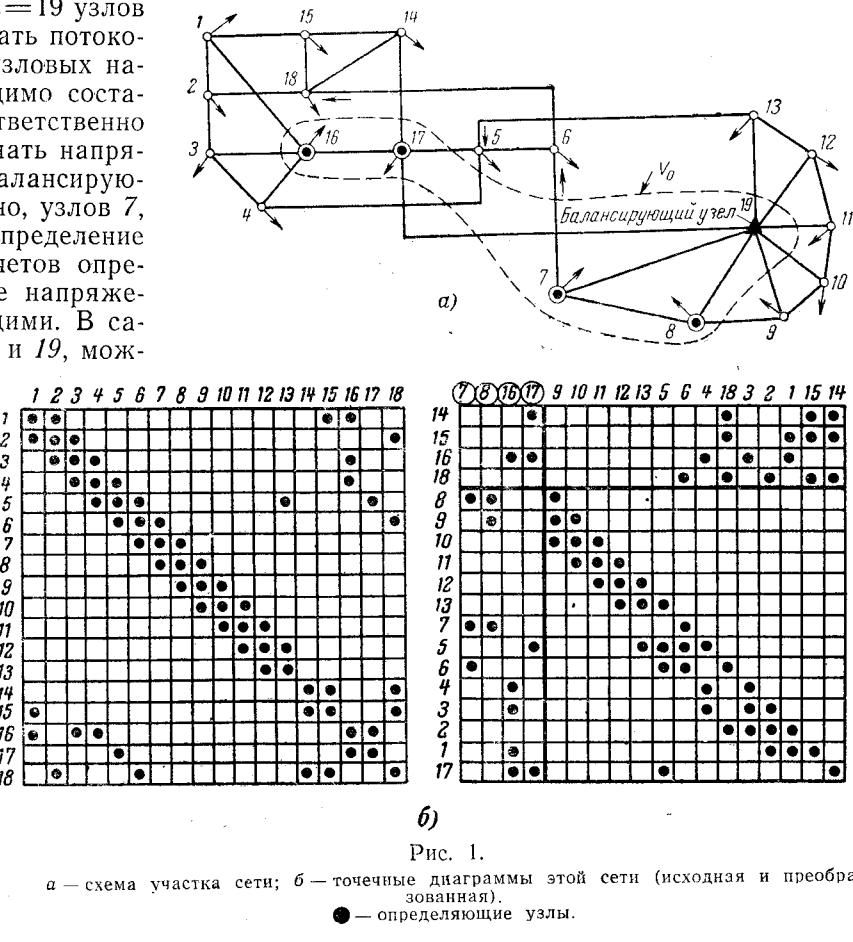
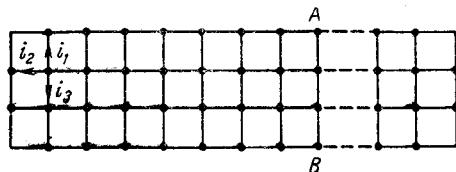
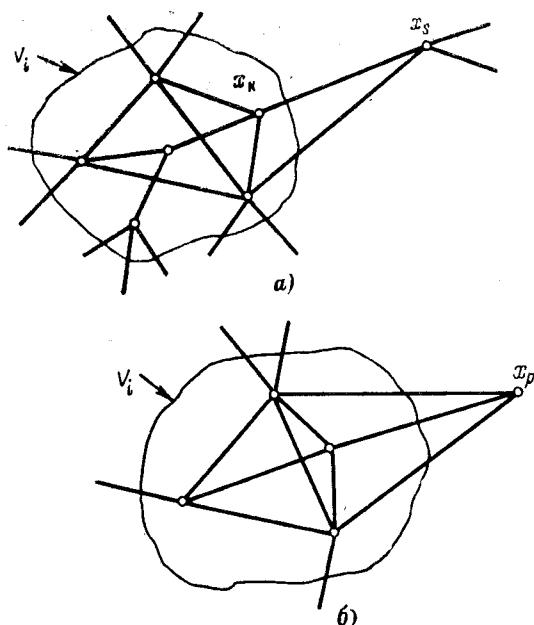


Рис. 1.
а — схема участка сети; б — точечные диаграммы этой сети (исходная и преобразованная).

● — определяющие узлы.



Рис. 3. Два случая расширения множества V_i .

цы Y_{22} . Очевидно, чем больше объем выделенной подматрицы, тем меньше будет число определяющих узлов для данной схемы. Такой способ практически можно применить для схемы, содержащей не более $10 \div 20$ узлов. При росте схемы теряется наглядность преобразования и значительно возрастает число возможных перестановок.

Поэтому был разработан специальный алгоритм выделения определяющих величин. Суть его в следующем. Пусть задан некоторый граф G . Выделим в нем произвольное множество вершин V_i . Будем считать это множество определяющим. Проверим, достаточно ли этого количества произвольно выбранных определяющих величин для расчета потокораспределения. Для этого включим в множество V_i некоторые не принадлежащие ему вершины, в которых можно найти напряжение, зная напряжения в вершинах множества V_i , т. е. произведем расширение множества V_i .

Расширение производится лишь в том случае, если выполнено одно из двух условий (рис. 3, а, б):

1. Среди вершин графа, принадлежащих множеству V_i , найдется хотя бы одна из них, например x_k , которая имеет все связи с вершинами множества V_i , кроме одной связи с некоторой вершиной x_s , не входящей во множество V_i .

2. Среди всех вершин, не принадлежащих V_i , найдется хотя бы одна из них, например x_p , имеющая все связи только с вершинами, принадлежащими V_i .

В результате получим расширенное множество V_{i+1} , которое содержит дополнительные вершины x_k или x_p . Рассматривая полученное множество V_{i+1} как исходное, вновь расширяем его по указанному правилу. Если таким образом можно получить множество N всех вершин исходного графа G , то множество V_i будем условно называть базой графа. Наименьшее по числу элементов множество V_0 из этих баз является определяющим множеством.

Выберем на рис. 1 в качестве исходного множества V_0 узлы 7, 8, 16, 17, 19. Расширить это множество можно лишь включением узлов 9 или 6, так как ни один из узлов, кроме узлов 7 или 8, не отвечает условиям расширения множества.

После включения вершины, например 9, условию расширения отвечают узлы 7 или 9. Расширяя далее множество V_1 в уже отмеченной последовательности обхода схемы, можно убедиться, что выбранные вершины являются определяющими.

В разработанном и реализованном на алгоритме выделения определяющих узлов [Л. 6] применен основанный на этом правиле прием.

Составляется точечная диаграмма матрицы исследуемой сети и производятся ее преобразования. Множество номеров столбцов разбивается на два множества H и S , где H — множество определяющих напряжений, а S — множество определяемых напряжений. Соответственно множество номеров строк разбивается на A и M , где A — множество номеров строк (узлов), в которых составляются невязки, а M — множество номеров строк (узлов), в которых последовательно вычисляются определяемые напряжения.

Преобразования состоят из нескольких шагов. Выбирается строка с наименьшим числом элементов. Под числом элементов подразумевается число только ненулевых элементов.

1. Допустим, что такая строка единственна. Возможны три случая.

1.1. В строке нет элементов. Тогда номер строки относится в множество A . В начале преобразования этот случай не имеет места.

1.2. В строке один элемент. Тогда номер строки относится в множество M , а номер столбца — в множество S .

1.3. В строке более одного элемента. Номер строки в этом случае также относится в множество M . Один из номеров связанных² столбцов относится в S , остальные номера — в множество H .

Во всех трех случаях номера строк и столбцов после выбора и занесения их в соответствующие множества исключаются из дальнейшего рассмотрения.

2. Если строка с наименьшим числом не единственна, то для каждой из равнозначных строк подсчитывается число элементов в связанных с ней столбцах и выбирается строка с наименьшим числом. Далее выполняются операции 1.2 или 1.3.

3. Если и таких строк несколько, то для каждой конкурирующей строки делается шаг 1.2 или 1.3 с последующим повторением шагов 1.1 и 1.2 насколько это возможно. При этом подсчитывается число элементов в множестве S и выбирается та строка, для которой это число наибольшее.

Процесс повторяется до исключения всех номеров строк и столбцов.

После того как найдено последнее напряжение, в матрице останется v неиспользованных строк, равное числу определяющих напряжений.

Отметим, что для конкретной схемы сети возможно существование нескольких систем определяющих

² Стока i «связана» со столбцом j , если на их пересечении стоит точка.

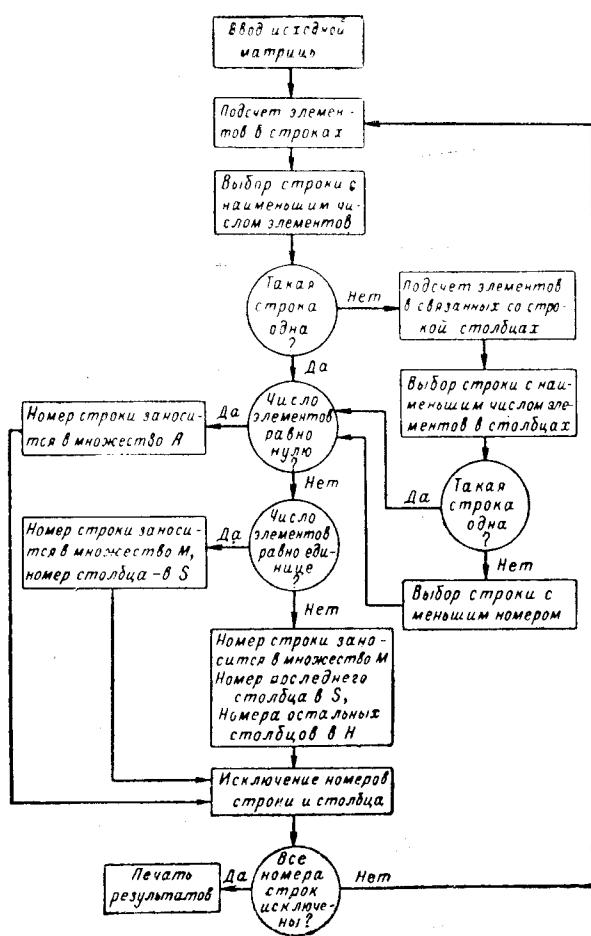


Рис. 4. Блок-схема алгоритма выбора определяющих величин.

величин. Например, для схемы рис. 1,а вместо определяющих напряжений $\dot{U}_1, \dot{U}_8, \dot{U}_{16}, \dot{U}_1$, можно взять напряжения $\dot{U}_{12}, \dot{U}_{13}, \dot{U}_{16}, \dot{U}_1$. Система определяющих напряжений может зависеть, в частности, от местоположения балансирующего узла (БУ). Для применения метода существенно сокращение до минимума общего числа определяющих величин независимо от того, какие величины конкретно вошли в определяющую систему.

На рис. 4 приведен алгоритм выбора определяющих величин, реализованный для сети, содержащей не свыше 150 узлов. Опыт показал, что для третьего случая в алгоритме вместо указанного правила выбора между конкурирующими строками успешно может использоваться более простое, а именно, можно брать любую из строк, например меньшую по номеру. Этот случай и показан на блок-схеме. Такое изменение приводит к существенному сокращению времени работы алгоритма. На рис. 5 указаны определяющие узлы реальной электрической сети 110—330 кв, содержащей свыше 100 узлов (11 определяющих). Время решения около 4 мин.

Расчет потокораспределения. Первый способ расчета потокораспределения по методу определяющих величин вытекает из

уравнения, полученного при групповом исключении переменных

$$B\dot{U}_1 = D. \quad (6)$$

Один способ получения уравнения определяющих величин уже был указан в формулах (3), (4), (5), (7). Этот способ несколько неудобен, так как необходимо искать Y_{22}^{-1} . Можно, однако, получить уравнение другим способом, минуя обращение Y_{22} . Выберем произвольно значения определяющих величин $\dot{U}_1 = U_1^*$. Из второго уравнения системы (3) найдем определяемые напряжения U_2^* . Подставим U_1^* и U_2^* в первое уравнение системы (3). Поскольку U_1^* не есть решение, вектор невязки

$$Y_{11}U_1^* + Y_{12}U_2^* - I_1 = \Delta$$

не будет равен нулю.

Если принять $U_1^* = 0$, то вектор $\Delta^{(0)}$ определит правую часть в формуле (6):

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

Элементы матрицы B получаются аналогично. Если положить k -ю компоненту вектора U_1^* , равной единице, а остальные нулю и $I_1 = 0, I_2 = 0$, то полученный вектор невязки $\Delta^{(k)}$ определит k -й столбец матрицы B . Повторив эту операцию столько раз, сколько определяющих напряжений (программное изменение определяющих напряжений), получим всю матрицу B .

Решение сводится по существу к обращению матрицы B , порядок которой равен числу определяющих величин, т. е. значительно ниже, чем порядок исходной матрицы.

Такая программа расчета потокораспределения была реализована на вычислительной машине типа БЭСМ-2М*. Ниже приводится алгоритм расчета потокораспределения по этому методу (рис. 6,а).

Для обращения матрицы невязок применялись методы пополнения и Гаусса (исключение с выбором главного элемента) с уточнением обратной матрицы. Обращались матрицы порядка не свыше 22.

Многократное использование программы показывает, что ни один из этих методов обращения матрицы не дает ощутимого преимущества перед другими. Точность расчета потокораспределения зависит от порядка матрицы, определяющих напряжений и от абсолютной величины ее элементов. Матрицы для восьмого порядка с элементами не свыше

* Программа составлена М. А. Чиник.

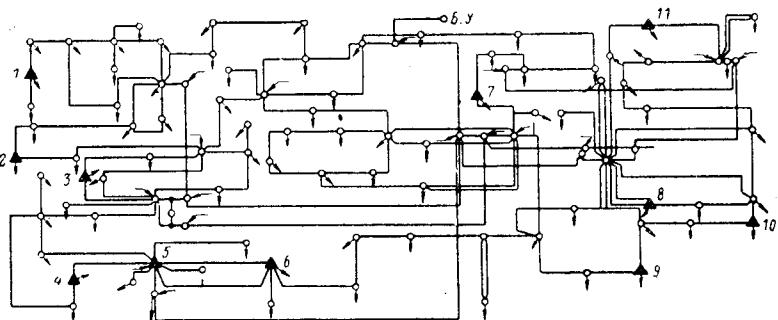


Рис. 5. Сеть реальной энергосистемы 110/330 кв.

▲ — определяющие узлы.

ше второго порядка обращались с достаточной точностью, такие же матрицы, но с элементами шестого — восьмого порядка обращаются с меньшей точностью.

Другой метод расчета потокораспределения базируется на использовании методов случайного поиска [Л. 7]. Задается случайный набор определяющих напряжений. Через них выражаются определяемые напряжения и вычисляется небаланс мощности в узлах Δ . Сумма квадратов небалансов образует целевую функцию T :

$$T = \sum_{i=1}^n \Delta_i^2.$$

Функция T минимизируется. Для этого из исходного состояния делается m случайных проб $U_1^{(1)}, U_1^{(2)}, U_1^{(3)}, \dots, U_1^{(m)}$ и вычисляется приращение целевой функции ΔT . Вычисляется векторная сумма

$$C_i = \sum_{j=1}^m \xi_j \Delta T_j.$$

Среднее значение вектора C_i совпадает с направлением градиента целевой функции. Поэтому направление рабочего шага выбирается в соответствии с оценкой

$$\Delta U_1^{(j)} = -a \frac{C_i}{|C_i|},$$

где a — величина рабочего шага;

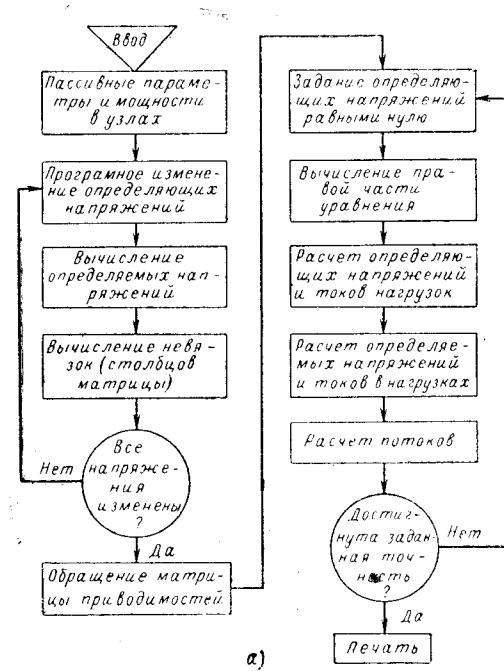
$|C_i|$ — длина вектора.

При расчете по этому методу жестко фиксируется порядок обхода узлов. Отпадает необходимость не только в трудоемкой операции обращения матрицы, но и в самом формировании системы уравнений определяющих величин. Однако при этом несколько увеличивается время решения из-за большого числа случайных проб. Блок схемы алгоритма приводится на рис. 6, б. Подчеркнем, что задача расчета потокораспределения сводится по существу к задаче минимизации целевой функции [Л. 8].

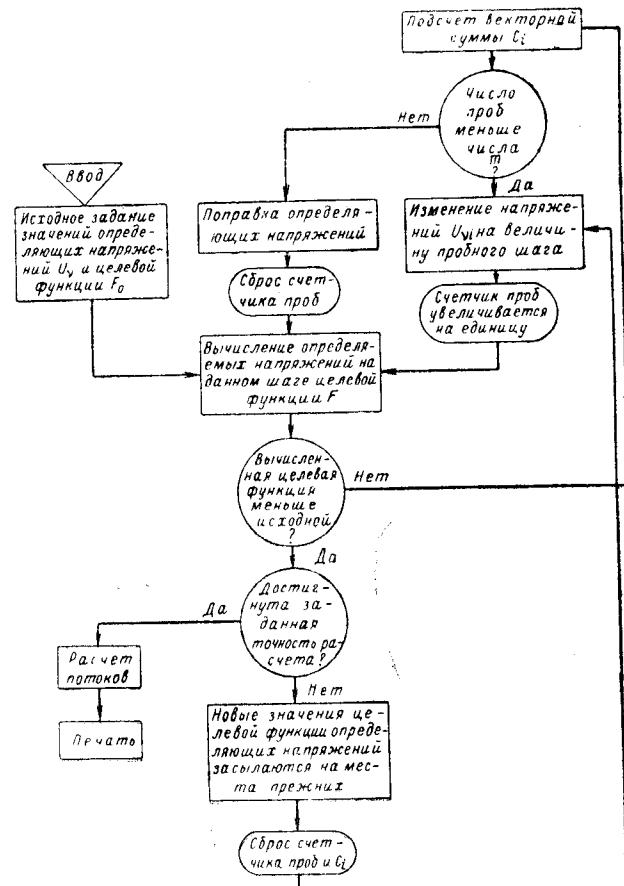
Вопрос сходимости расчета потокораспределения любыми итерационными методами сегодня до конца не решен [Л. 9 и 10]. Естественно, что эти трудности остаются и при использовании метода определяющих величин. Заметим только, что точность вычисления этим методом должна возрастать с ростом величины n — v .

Метод определяющих величин может оказаться полезным и для получения исходной информации о поведении электрической системы. Сегодня можно лишь очень приближенно судить о ее состоянии, так как количество измерительных и особенно регистрирующих приборов явно недостаточно. По мере расширения применения цифровых машин для управления процессами в энергетике вопрос об исходной информации будет стоять особенно остро.

Некоторую ясность в этот вопрос может внести установка регистрирующих вольтметров в определяющих узлах с одновременным замером суммарной нагрузки данного сетевого района. Разбивая приближенно суммарную нагрузку между всеми нагрузочными узлами с использованием коэффициентов пропорциональности и зная определяющие напряжения, можно рассчитать режим энергоси-



a)



b)

Рис. 6. Блок-схема алгоритмов расчета потокораспределения с помощью определяющих величин.

а — обращением матрицы невязок; б — методом случайного поиска.

стемы. При этом расчет режима производится прямым (не итеративным счетом) с применением самых простых зависимостей. Для контроля можно замерять напряжение еще в ряде дополнительных узлов и сравнивать замеренные в этих узлах напряжения с вычисленными. Расхождение укажет на необходимость корректировки коэффициентов распределения нагрузки.

Вывод. Использование определяющих величин позволяет значительно сократить число параметров, необходимых для расчета электрических цепей. Метод применим для любой формы записи уравнения состояния электрической сети. Авторы надеются, что метод определяющих величин найдет практическое применение, так как он позволит решать задачу расчета нормального режима большого объема.

Литература

1. Качанова Н. А., Электрический расчет сложных энергосистем на ЦВМ, изд-во «Техника», 1966.
2. Голембо З. Б., Применение методов кибернетики в электротехнике, Госэнергоиздат, 1962.



3. Максимович Н. Г., Линейные электрические цепи и их преобразования, Госэнергоиздат, 1961.

4. Богатырев О. М., Элементарная методика расчета линейных электрических цепей, «Электричество», 1953, № 4.

5. Анго А., Математика для электро- и радиоинженеров, изд-во «Наука», 1965.

6. Грицай М. А., Преобразование матрицы проводимостей электрической цепи для нахождения определяющих узловых напряжений, Известия АН МССР, Кишинев, 1966, № 5.

7. Растрогин Л. А., Случайный поиск, изд-во «Знание», 1965.

8. Грицай М. А., Нахождение значений определяющих величин методом случайного поиска, «Электроэнергетика и автоматика», вып. 2, Кишинев, 1967.

9. Ковшар Л. Г., Коробчук К. В. и Цукерник Л. В., К вопросу об однозначности результатов и сходимости итерационного расчета установленного режима энергосистем, «Известия АН СССР, Энергетика и транспорт», 1966, № 4.

10. Гороховир Д. И., Применение метода преобразования сети при расчетах на ЭЦВМ сложно-замкнутых электрических сетей с большим количеством узлов, «Применение методов математического моделирования в энергетике», Иркутск, 1966.

[2.2.1968]

Исследование качества напряжения на подстанциях с однофазными тяговыми и трехфазными районными нагрузками

Инж. Р. П. БИРЮКОВА и канд. техн. наук д. в. ТИМОФЕЕВ
ВНИИЭ

Электроснабжение подстанций с однофазными тяговыми приемниками электрической энергии и трехфазными приемниками местной сети осуществляется от энергетических систем, как правило, через протяженные сети (особенно в азиатской части СССР) номинального напряжения 110—220 кв.

Местная сеть подстанций переменного тока обычно присоединяется к обмотке 6—35 кв общих понижающих трехфазных трансформаторов.

Регулирование напряжения прямой последовательности и симметрирование режима обусловливает многосторонний технико-экономический эффект, получаемый в электрической системе и в системе электрифицированных железных дорог. Этот эффект может быть выявлен и количественно оценен только технико-экономическим расчетом стохастического процесса установившихся режимов работы систем электроснабжения и электрифицированных железных дорог как в процессе эксплуатации, так и при их проектировании.

Задача регулирования напряжения и поддержания надлежащего качества его на шинах 27,5 кв и в электрической системе органически связана с оптимизацией режимов работы питающей, местной и контактной сетей и их приемников, с симметрированием тока и напряжения, улучшением форм кривых тока и напряжения, повышением экономичности работы и производительности электрифицированных железных дорог.

До настоящего времени еще не выполнены тех-

нико-экономические исследования по определению оптимальных уровней напряжений как в контактной сети переменного тока, так и у приемников (или их групп) электрической энергии различных отраслей народного хозяйства. Однако известно [Л. 1], что с повышением напряжения на пантографе выпрямительных электропоездов и с уменьшением параметров первичной цепи их выпрямителей снижается потребляемая ими реактивная мощность и увеличивается скорость движения поездов. Поэтому может оказаться целесообразным поддерживать более высокие напряжения на шинах 27,5 кв и уменьшать параметры первичной цепи выпрямителей электропоездов.

Для выявления наиболее приемлемых средств, способов и условий поддержания оптимальных уровней напряжения и улучшения его качества на подстанциях с тяговыми и местными приемниками электрической энергии и в сети необходимо исследовать режимы напряжения на шинах этих подстанций и возможные способы и средства улучшения его качества.

В данной статье излагаются результаты исследования качества напряжения и возможных способов его улучшения.

Экспериментальными и теоретическими исследованиями напряжения на шинах 27,5 кв, выполненным ВНИИЭ и частично опубликованными в [Л. 2], выявлено ниже следующее.

Диапазон изменения междуфазных напряжений

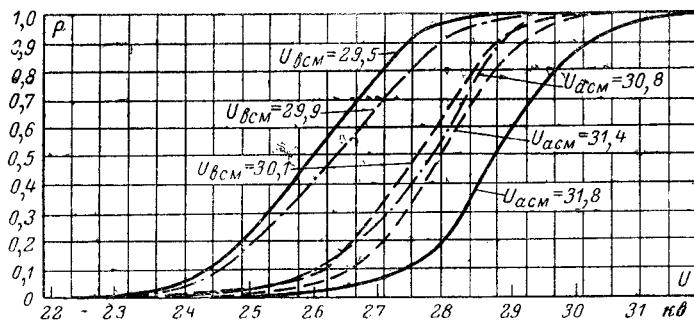


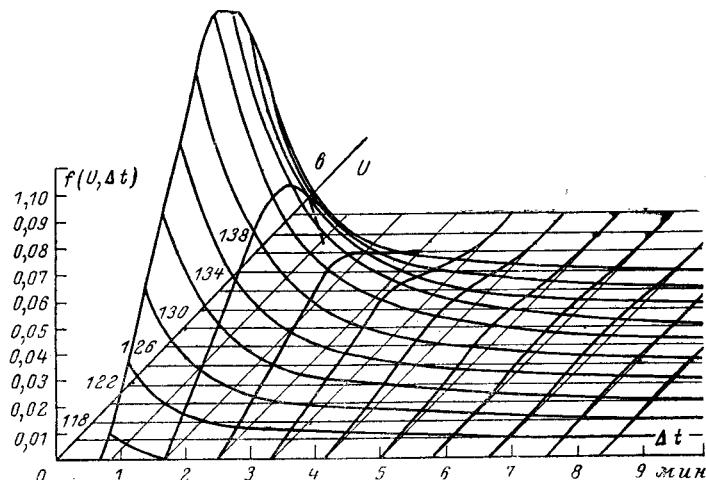
Рис. 1. Функции распределения значений напряжений на вторичной стороне понижающих трансформаторов подстанции с тяговыми нагрузками переменного тока.
— конденсаторные батареи поперечной компенсации присоединены между фазами ac ; —— конденсаторные батареи поперечной компенсации присоединены между фазами ac и bc ;
—·— без конденсаторных батарей.

при отсутствии автоматического регулирования достаточно широк. Так, на подстанциях, удаленных от источников питания $U_{\max} \approx 1,5U_{\min}$, а на подстанциях, расположенных вблизи них, $U_{\max} \approx 1,2U_{\min}$; отклонения же их значений достигают $+17,8$ и $-23,7\%$, в то время как эти отклонения не должны выходить за пределы $+5,5$ и -13% .

Закономерности изменения напряжений нагруженных фаз описываются функциями распределения (рис. 1), подобными кривым Пирсона первого типа, которые в общем случае неодинаковы и взаимно сдвинуты. Общая продолжительность существования напряжений, превышающих допустимое значение, достигает 70% времени суток на опережающих фазах и 40% — на отстающих, а снижающихся ниже допустимых значений — 35% времени суток на отстающих и 15% — на опережающих фазах. Важно отметить и то, что напряжение на опережающих фазах может не снижаться ниже допустимых значений, а на отстающих в эти же моменты времени оно может быть и ниже, причем общая продолжительность такого сочетания достигает 10% времени суток.

Изменение одновременной продолжительности различных значений напряжения характеризуется плотностью распределения системы величин их модуля и продолжительности (рис. 2). Одновременная продолжительность наибольших и наименьших напряжений не выходит за пределы одной — полутора минут с вероятностью 0,01—0,02.

Взаимные изменения междуфазных напряжений происходят при слабой стохастической связи. Значения коэффициентов корреляции, вычисленные при отсутствии компенсирующих устройств, изменились в пределах от $-0,29$ до $+0,16$. Это указывает не только на слабую стохастическую связь, но и на наличие как согласованных, так и несогласованных изменений напряжений. Изменение разности модулей напряжений нагруженных фаз характеризуется плотностью распределения (рис. 3). Напряжение отстающих нагруженных фаз может быть как больше, так и меньше напряжения опережающих фаз и может достигать их наибольших значений. Наибольшие значения разности модулей напряжений нагруженных фаз достигали 27% номинального напряжения. Напряжение нагруженных фаз на подстанциях, удаленных от системы и с малыми район-



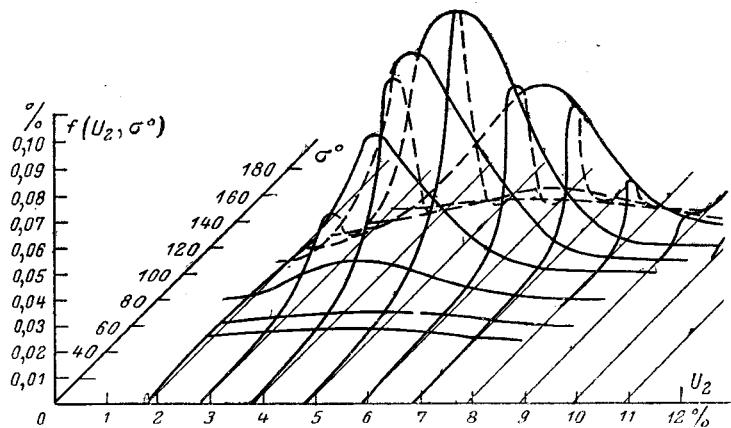


Рис. 4. Плотность распределения системы двух случайных значений напряжения обратной последовательности и его аргумента.

Качество напряжения на шинах 27,5 кв и местной сети, а также в электрической системе ухудшается не только вследствие причин, указанных выше, но и вследствие искажения форм кривых напряжения. Так, значения высших гармоник напряжения на шинах 27,5 кв достигали: $U_3 \approx 0,17U_n$; $U_5 \approx 0,36U_n$; $U_7 \approx 0,18U_n$; $U_9 \approx 0,04U_n$ и $U_{11} \approx 0,09U_n$. Значительная часть токов высших гармоник проникает в местную сеть. В электрических системах могут возникать резонансные явления на частоте, как правило, 5-й, 7-й и 11-й гармоник. Вследствие этого существенно увеличиваются значения их токов и напряжений. Так, токи 5-й гармоники линии 110 кв (от которой осуществлялось электроснабжение тяговых подстанций постоянного тока) Уфимской энергосистемы при некоторых рабочих схемах достигали 60% наибольшего значения тока нагрузки линии передачи, токи 7-й гармоники — 22%, а токи 11-й гармоники — 46%.

Напряжение и реактивный ток прямой последовательности тяговых нагрузок изменяются по совместному закону, описываемому плотностью распределения (рис. 5). Совместный закон распределения их значений зависит от закономерностей изменения токов тяговых нагрузок всех подстанций, присоединенных к рассматриваемой питающей сети, степени поперечной и продольной¹ стохастических связей, параметров сети и режима ее работы. Диапазон изменения напряжения прямой последовательности на шинах 27,5 кв характеризуется областью, изображенной на рис. 6. Ширина этой области обусловлена параметрами сети и режима ее работы, а нижние пределы изменения U_{1*} — параметрами сети и реактивным током прямой последовательности тяговых нагрузок.

¹ Поперечной называется стохастическая связь между изменяющимися значениями активного и реактивного фазного тока тяговых нагрузок. Продольной называется стохастическая связь между изменяющимися значениями фазных токов (или их составляющих) тяговых нагрузок одной и той же и разных подстанций.

довательности нагрузки рассматриваемой подстанции при заданных параметрах режима работы сети. Наибольшее рассеяние (рис. 7) напряжения прямой последовательности получается при средних значениях реактивного тока прямой последовательности нагрузки. Отметим, что зависимости рис. 6 соответствуют половине критической² плотности движения поездов в сутки и построены с учетом влияния всех однофазных тяговых нагрузок, присоединенных к подстанциям рассматриваемой сети, при независимом изменении их фазных токов и при $\operatorname{tg} \varphi = \text{const}$. С увеличением плотности движения поездов область $U_{1*} = f(I_{1p*})$ суживается и превращается в прямую линию при критической плотности движения поездов, а наклон ее определяется I_{1p*} и параметрами сети при прочих равных условиях.

При присоединении нерегулируемых поперечных фильтров к шинам 27,5 кв (параметры и схема присоединения фильтров выбираются по условиям симметрирования режима, целесообразной степени компенсации реактивного тока прямой последовательности и уменьшения токов высших гармоник в электрической системе [Л. 2 и 3]) область изменения напряжения прямой последовательности расширяется выше (рис. 6), а рассеивание его значений уменьшается (рис. 7); уменьшаются также токи и напряжение обратной последовательности основной частоты, шунтируется электрическая система на частоте гармоник, нежелательных в электрической системе, а зависимости $U_{1*} = f(I_{1p*})$ отображают зависимости $I_{1c*} = f(I_{1p*})$, которые описываются плотностью распределения $f(I_{1c*}, I_{1p*})$ системы их значений. Степень их связи зависит как от плотности движения поездов, так и от параметров сети и режима ее работы. Поэтому влияние параметров фильтров на режим напряжения прямой и обратной последовательностей основной ча-

² Критической называется плотность движения поездов в сутки, при которой дисперсия тока практически равна нулю.

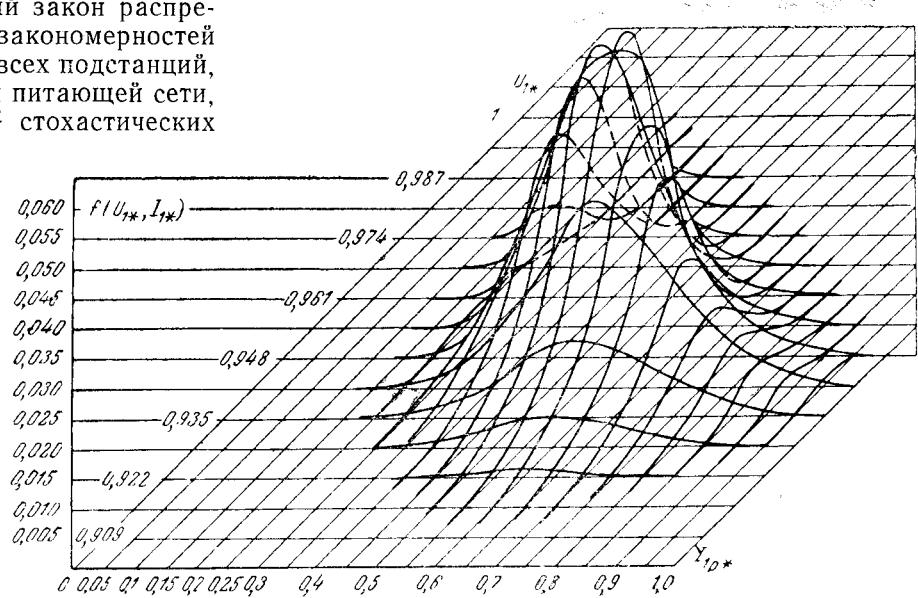
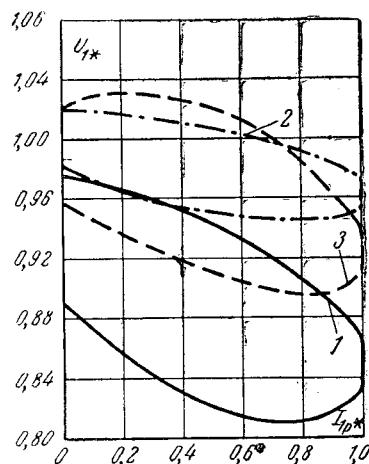


Рис. 5. Плотность распределения системы двух случайных значений напряжения и реактивного тока прямой последовательности тяговых нагрузок на шинах 27,5 кв подстанции, в относительных единицах.

Рис. 6. Области изменения напряжений прямой последовательности на шинах 27,5 кв подстанции в зависимости от реактивного тока прямой последовательности.

— удаленной от системы; —·— расположенной вблизи системы; -·— удаленной от системы при наличии поперечных фильтров.



стоты и высших гармоник следует учитывать при оптимизации режимов работы сети [Л. 3].

Из приведенных данных следует:

1. Напряжение на пантографе выпрямительных электровозов на одном и том же перегоне между смежными подстанциями, удаленными от системы, может превышать допустимое значение или снижаться настолько, что скорость движения поездов может существенно уменьшиться или поезд может остановиться из-за отказа в работе вспомогательного оборудования электровоза.

2. В местной сети условия работы электрооборудования могут оказаться неприемлемыми по техническим или по технико-экономическим соображениям.

3. Трехфазными АРПН понижающих трансформаторов при больших напряжениях обратной последовательности не представляется возможным регулировать напряжение и поддерживать его в заданных пределах одновременно на всех фазах шин 27,5 кв, даже если бы регулирование осуществлялось безынерционной и бесконтактной системой или контактной системой, способной выдержать неограниченное количество переключений. Если все же регулирование напряжения будет производиться трехфазными АРПН³, то уменьшатся лишь те наибольшие значения напряжений, которые будут появляться на опережающей нагруженной и ненагруженной фазах на время, равное или большее уставки АРПН, а наименьшие значения напряжений на отстающей нагруженной фазе не увеличатся. Заметим, что диапазон отклонения напряжений при этом может оставаться практически прежним, а качество его улучшится, но незначительно. Следует иметь в виду и то, что при такой системе регулирования напряжения средние статистические его значения могут уменьшиться, но это не является показателем снижения качества напряжения, а скорее показателем невозможности эффективно использовать трехфазные АРПН в данных условиях.

4. Регулировать напряжение прямой последовательности и поддерживать его в заданных пределах на шинах 27,5 кв с помощью АРПН при непрерывно изменяющихся значениях напряжения не-

возможно. Действительно, для поддержания напряжения в заданных пределах потребуется практически непрерывная работа АРПН. Вследствие этого количество срабатываний контактной системы устройства будет выходить за пределы допустимых, даже при большом количестве допустимых переключений. Производить же регулирование напряжения АРПН с выдержкой времени не менее одной минуты и с минимально возможной степенью зоны нечувствительности нецелесообразно по технико-экономическим соображениям при существующих и перспективных скоростях движения поездов, особенно при больших мощностях электровозов и при больших плотностях движения.

5. Напряжение и токи обратной последовательности основной частоты, а также напряжение и токи высших гармоник в электрических системах могут достигать недопустимых (по техническим или по технико-экономическим соображениям) значений.

В этих условиях более приемлемым средством «автоматического безынерционного регулирования напряжения прямой последовательности» в контактной сети является продольно-емкостная компенсация, присоединяемая последовательно в контактную сеть [Л. 1]. В самом деле, такая продольно-емкостная компенсация позволяет поднять область изменения напряжения прямой последовательности, уменьшить ее наклон и пределы отклонения напряжения в контактной сети. При скомпенсированном входном реактивном сопротивлении прямой последовательности относительно вторичных зажимов понижающих трансформаторов пределы отклонения напряжения прямой последовательности на выходных зажимах конденсаторов будут минимальными и независящими от реактивного тока прямой последовательности нагрузки рассматриваемой подстанции (рис. 6). Наибольшие и наименьшие напряжения на выходных зажимах конденсаторов при этом определяются параметрами сети и режима ее работы. Но при перекомпенсации изменяется угол наклона области изменения U_{1*} , а пределы отклонения определяются степенью перекомпенсации, параметрами сети и режима ее работы и реактивным током прямой последовательности нагрузки данной подстанции.

Уменьшить пределы отклонения напряжения прямой последовательности в контактной сети можно, как видно из рис. 6, и с помощью поперечных фильтров, присоединяемых к шинам 27,5 кв тех же подстанций, причем этими же фильтрами можно

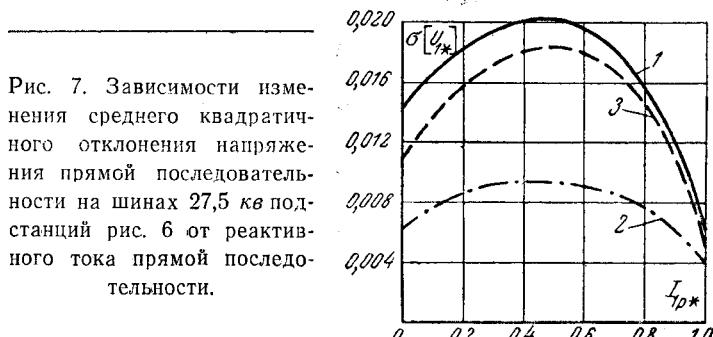


Рис. 7. Зависимости изменения среднего квадратичного отклонения напряжения прямой последовательности на шинах 27,5 кв подстанций рис. 6 от реактивного тока прямой последовательности.

³ Схема автоматики, управляющая трехфазными АРПН, реагирует на напряжение двух фаз — опережающей нагруженной и ненагруженной.

симметрировать режим и улучшать форму кривых тока и напряжения [Л. 2 и 3].

Следовательно, задача регулирования напряжения в контактной сети и улучшения качества напряжения как на подстанциях с однофазными тяговыми и трехфазными приемниками электрической энергии, так и в электрических системах может быть решена с помощью продольно-емкостной компенсации и поперечных фильтров при любой мощности электровозов и тяговых нагрузок.

Такое решение проблемы регулирования напряжения и повышение его качества технико-экономически более перспективно, нежели с помощью трансформаторов с АРПН и поперечных фильтров.

Начальные затраты на продольную и поперечную компенсацию при этом снижаются за счет уменьшения стоимости трансформаторов на 35%.

Литература

1. Метелкин Б. А., Черноусов Л. А. и Коршунов В. А., Повышение эффективности устройств электрической тяги с выпрямительными электровозами, изд-во «Транспорт», 1965.

2. Тимофеев Д. В., Режимы в электрических системах с тяговыми нагрузками, изд-во «Энергия», 1965.

3. Бирюкова Р. П. и Тимофеев Д. В., Анализ способов симметрирования режимов в электрических системах с однофазными тяговыми нагрузками, Труды ВНИИЭ, вып. XXXI, изд-во «Энергия», 1967.

[25.9.1967]

УДК 537.523.3.001.4

О структуре чехла коронного разряда при переменном напряжении

Канд. техн. наук Е. С. КОЛЕЧИЦКИЙ, канд. техн. наук В. П. ЛАРИОНОВ
и инж. Ю. Г. СЕРГЕЕВ

Московский энергетический институт

Введение. Настоящая статья посвящена рассмотрению структуры чехла коронирующей системы «провод — цилиндр» или «провод — плоскость». При переменном напряжении, амплитуда которого превышает начальное напряжение короны, в окрестности коронирующего провода происходит колебательное и колебательно-поступательное движение объемного заряда [Л. 1]. Размеры зоны дрейфа объемного заряда зависят от диаметра провода, амплитуды и частоты приложенного напряжения, а также от рода и давления газа. Чехол короны при этом принимается равномерным по длине для всех диаметров проводов и предполагается, что с изменением частоты приложенного напряжения структура чехла не претерпевает изменений. Расчеты движения объемного заряда [Л. 2], необходимые для определения потерь на корону, также предполагают равномерное по длине строение чехла короны. Однако более детальное исследование структуры чехла [Л. 3—5] и данные авторов показывают, что при определенных сочетаниях диаметра коронирующего провода, амплитуды и частоты приложенного напряжения происходит изменение структуры чехла короны, которое сопровождается изменением разрядных напряжений воздушного промежутка [Л. 6] как при постоянном, так и при переменном напряжениях. Появление положительных стримеров в чехле короны приводит к резкому увеличению радиопомех. В связи с этим предпринята попытка установления областей параметров (частоты и амплитуды приложенного напряжения, диаметра провода), в которых существуют различные виды коронного разряда.

Важнейшей характеристикой чехла коронного разряда является величина градиента потенциала в нем. Каждой структуре чехла короны соответствуют свои градиенты. В соответствии с внешним видом и величинами градиентов в чехле можно различить следующие виды короны при переменном напряжении: лавинная, стримерная и кистевая.

Увеличение частоты или амплитуды приложенного напряжения при заданном диаметре провода приводит к переходу от лавинной к стримерной, а при дальнейшем увеличении частоты и к кистевой короне. Аналогичные изменения формы короны можно наблюдать, если увеличивать диаметр провода, оставляя неизменной частоту приложенного напряжения. В настоящей статье приводятся основные результаты экспериментального исследования, характеризующие лавинную, стримерную и кистевую корону, определяются границы их существования. Структура чехла короны исследовалась в диапазонах частоты — 50 гц — 100 кгц, диаметров провода — 1—20 мм, давления — 400—760 мм рт. ст. Характеристики различных видов короны приведены на рис. 1.

Лавинная корона характеризуется величиной градиента в чехле, лежащей в пределах от начального до критического. В положительный полупериод приложенного напряжения за счет раз渲а отрицательных ионов градиент у поверхности провода снижается до величины критического [Л. 7], а в отрицательный полупериод равен начальному. С увеличением частоты напряжения потери на корону увеличиваются. При этом происходит нагревание газа у провода, что, в свою очередь, может вызвать снижение начальных градиентов [Л. 5].

Основным механизмом ионизации в чехле лавинной короны следует считать ударную ионизацию, приводящую к образованию лавин электронов.

Свечение короны наблюдается в узкой приэлектродной зоне. При положительной полярности оно имеет вид равномерного чехла, а при отрицательной — очаги свечения дискретны. Зона свечения короны с ростом приложенного напряжения практически не увеличивается.

Форма тока короны в положительный полупериод напряжения гладкая, в отрицательный полупериод ток короны имеет колебания.

Характеристики зажигания аналогичны полученным в [Л. 7]. При положительной полярности корона зажигается при больших мгновенных значениях напряжения, чем при отрицательной полярности. С увеличением частоты наклон характеристики зажигания несколько возрастает, поскольку увеличение потерь на корону приводит к нагреву газа в приэлектродном пространстве и снижению начальных градиентов [Л. 5].

Лавинная корона имеет место в широком диапазоне частот напряжения и диаметров провода.

Стримерная корона характеризуется градиентами в чехле, по величине меньшими, чем в лавинной короне. С ростом частоты приложенного напряжения или при увеличении диаметра провода градиенты в чехле могут очень сильно падать.

Структура чехла (зоны свечения) стримерной короны существенно отличается от структуры чехла

лавинной короны. Статические фотографии и фото-развертки свечения чехла короны показывают, что при положительной полярности напряжения на поверхности провода возникают тонкие длинные каналы — стримеры. При отрицательной полярности свечение сосредоточено у провода. Таким образом, на обеих полярностях напряжения чехол имеет дискретную структуру. Положение стримеров на поверхности провода нестабильно. Они исчезают и возникают в различных точках поверхности. В зависимости от частоты свечение при положительной полярности может существовать либо в виде одних стримеров, либо в виде одновременно существующих стримеров и сплошного чехла между ними. Последняя форма свечения имеет место при относительно низких частотах. В связи со сложной структурой стримерной короны градиенты в ее чехле оказываются неодинаковыми по длине провода. Наименьшую величину они имеют

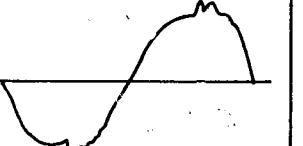
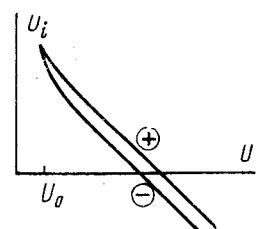
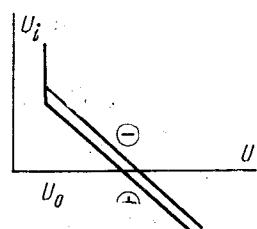
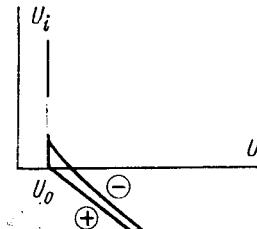
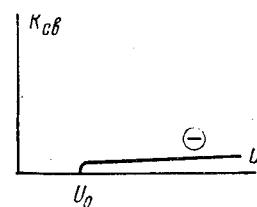
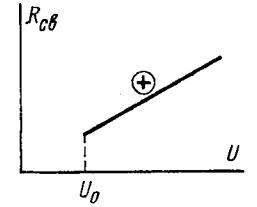
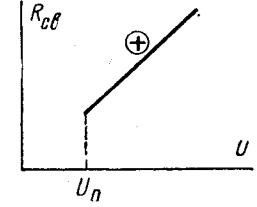
Вид короны Характеристика	Лавинная корона	Стримерная корона	Кистевая корона
Градиент в чехле короны	$E_0 \div E_{kp}$	$\angle E_0 \div E_{kp}$	$< 1 \div 2 \text{ кВ/см}$
Форма тока коронизующего промежутка			
Вид характеристики зажигания			
Зависимость радиуса свечения от напряжения			
Внешний вид чехла короны (статическая фотография)			

Рис. 1. Основные характеристики различных видов коронного разряда.

в каналах стримеров, что приводит к снижению величины градиентов и у провода. Отсутствие свечения между стримерами на высоких частотах указывает на то, что градиенты у провода становятся ниже начальных. Исследование свечения с помощью фотоумножителя показывает, что после угасания короны (примерно в момент максимума напряжения) имеет место послесвечение стримерного канала.

Радиус зоны свечения стримерной короны в положительный полупериод с ростом приложенного напряжения возрастает примерно по линейному закону. Увеличение частоты приводит к увеличению радиуса свечения.

Одновременно с появлением положительных стримеров изменяется форма тока короны. При обеих полярностях напряжения ток носит пульсирующий характер. В токе фотоумножителя, фиксирующего интегральное свечение короны, также наблюдаются пульсации при положительной полярности напряжения.

Характеристика зажигания стримерной короны в начальной части имеет скачок. При напряжении, равном начальному, корона зажигается в каждый полупериод не в момент максимума, а несколько раньше. Повышение напряжения приводит к снижению напряжения зажигания, причем при положительной полярности корона зажигается при меньших значениях напряжения, чем при отрицательной полярности. Наличие скачка в начальной части характеристики зажигания подтверждает снижение градиентов в чехле короны.

Переход от лавинной к стримерной короне может иметь место при увеличении частоты или амплитуды приложенного напряжения, а также при увеличении диаметра провода в случае неизменной частоты. Поэтому стримерную корону, как и лавинную, можно наблюдать в широком диапазоне частот и диаметров провода.

Кистевая корона характеризуется градиентами в чехле, которые по величине существенно ниже начальных, по оценкам они не превышают 1—2 кВ/см.

В отличие от стримерной короны чехол кистевой короны более стабилен. Он состоит из мощных кистей, довольно медленно перемещающихся по поверхности провода. Кисти состоят из большого числа положительных стримеров, возникающих друг за другом почти из одной и той же точки провода. Периферийные части стримеров отклоняются в разные стороны. Вследствие этого стримеры наблюдаются как кисть. Расстояние между кистями возрастает с увеличением частоты. Между кистями свечение на проводе отсутствует. При отрицательной полярности свечение сосредоточено у поверхности провода в тех же местах, где находятся основания кистей. Длина кистей растет при увеличении приложенного напряжения.

Температура газа в приэлектродном пространстве по измерениям спектральным способом [Л. 5] повышается до величины примерно 3 500° К.

Ток кистевой короны, в отличие от других ее видов, при обеих полярностях напряжения имеет слабо выраженные колебания. По-видимому, это связано со стабилизацией положения кистей на по-

верхности провода. После угасания короны при обеих полярностях напряжения имеет место послесвечение чехла.

Характеристика зажигания при положительной полярности в начальной части имеет скачок, равный по величине начальному напряжению. Это означает, что при начальном напряжении корона зажигается каждый полупериод при нулевом значении напряжения (в максимум тока). Дальнейшее увеличение частоты не сопровождается изменением вида характеристики зажигания.

В исследованном диапазоне диаметров провода кистевая корона наблюдается при частотах порядка нескольких килогерц и выше.

Переход лавинной короны в стримерную на проводе заданного диаметра происходит при увеличении частоты или амплитуды приложенного напряжения. При определенном значении частоты стримеры возникают при начальном напряжении. Дальнейшее увеличение частоты приводит к переходу стримерной короны в кистевую. Например, на проводе диаметром 8 мм корона становится стримерной при начальном напряжении, если частота равна примерно 700 гц, и кистевой при 12,5 кгц.

Для определения границы перехода от лавинной короны на проводе заданного диаметра к стримерной измерялось на различных частотах напряжение, при котором в чехле короны появляются положительные стримеры. За напряжение появления стримеров (перехода от лавинной к стримерной короне) принималось напряжение, при котором в положительный полупериод появлялись пульсации в токе короны. Помимо этого проводились и визуальные наблюдения чехла короны. Напряжение появления стримеров, соответствующие возникновению пульсаций в токе короны, имели более низкие значения, чем определяемые по визуальным наблюдениям. Эта разница была тем больше, чем ниже была частота приложенного напряжения. Приводимые в дальнейшем цифры получены с помощью наблюдений за формой кривой тока короны. На частотах выше 10 кгц производилось также определение частоты, при которой корона становится стримерной при начальном напряжении.

Все измерения проводились в системах «провод—цилиндр» и «провод—плоскость». Цилиндр имел внутренний диаметр 380 мм. Расстояния от оси провода до плоскости составляли 12, 19, 30, 55 и 120 см. При различных межэлектродных расстояниях кратность напряжения относительно начального, при котором появляются стримеры, оказалась одинаковой для обеих систем электродов. В процессе повышения напряжения при фиксированной частоте в начальных стадиях стримеры появляются нерегулярно. В токе короны они наблюдаются не в каждый полупериод. Дальнейшее повышение напряжения приводит к стабилизации формы тока.

Результаты измерения напряжений появления стримерной короны для разных частот и диаметров провода приведены в табл. 1. Отметим, что при 50 гц по данным [Л. 4] стримеры на проводе диаметром 20 мм появляются при кратности напряжения относительно начального $n = \frac{U}{U_0} = 1,2-1,3$. Для удобства обобщения результатов в табл. 1 приве-

Таблица 1

Кратности напряжения ($n = \frac{U}{U_0}$) появления стримерной короны для различных частот и диаметров провода

$d_{np}=1$ мм	$f, \text{ кгц}$	13,5	15	20	29	39	47
	n	2,6	2,35	1,9	1,5	1,25	1,1
$d_{np}=1,2$ мм	$f, \text{ кгц}$	11,5	13,5	19	25	30	35,5
	n	2,0	1,85	1,5	1,25	1,17	1,07
$d_{np}=1,5$ мм	$f, \text{ кгц}$	11	12	15	21	—	—
	n	1,5	1,4	1,3	1,12	—	—
$d_{np}=1,8$ мм	$f, \text{ кгц}$	10,2	12	13,5	15	17,5	—
	n	1,25	1,16	1,1	1,07	1,03	—
$f=400$ гц	$d_{np}, \text{ мм}$	6	—	8	—	10	—
	n	1,32	—	1,07	—	1,04	—

дены кратности напряжения, при которых появляются стримеры, а не абсолютные величины.

В табл. 2 приведены результаты измерений частоты, при которой стримерная корона имеет место уже при начальном напряжении.

Таблица 2

$d_{np}, \text{ мм}$	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2
$f_{\text{стр}}, \text{ кгц}$	53—58	35—40	22—27	16—20	11

Анализ полученных результатов позволил выявить связь между частотой приложенного напряжения, его кратностью относительно начального и диаметром коронирующего провода. Частоту, при которой происходит переход от лавинной к стримерной короне, можно выразить как

$$f_{\text{стр}} = \left(\frac{155}{r_0 E_0 n} \right)^3, \text{ гц}, \quad (1)$$

где r_0 — радиус провода, см;

E_0 — начальная напряженность по формуле Пика, кв/см;

$n = \frac{U}{U_0}$ — кратность напряжения (относительно начального), при котором происходит переход от лавинной к стримерной короне.

Кроме измерения напряжения перехода к стримерной короне в условиях, близких к атмосферным, были проведены аналогичные измерения при пониженных давлениях. Опыты проводились в барокамере на проводах диаметром 1,5 и 4 мм при частотах 21 и 9 кгц соответственно. Диаметр цилиндра составлял 380 мм. В табл. 3 приведены величины кратностей напряжения появления стримерной короны при разных давлениях. Данные этой таблицы показывают, что снижение давления при-

водит к повышению напряжения появления стримеров при заданной частоте. Снижение давления приводит к увеличению частоты, при которой появляются стримеры. Например, при атмосферном давлении на проводе диаметром 4 мм стримеры появляются при частоте около 3,5 кгц, а при давлении 0,8 атмосферного — при частоте около 9 кгц. Полученное в опытах уменьшение вероятности появления стримеров при уменьшении давления может явиться положительным фактором с точки зрения уровня радиопомех на горных линиях.

Полученные эксперименты показывают связь диаметра провода с частотой, при которой появляются стримеры. Если частота задана, то на более толстых проводах стримеры появляются при меньшей кратности напряжения, чем на тонких. Следовательно, можно предположить, что развитие стримера облегчается с уменьшением степени неоднородности поля.

По фотографиям свечения стримерной короны на проводах диаметром 1—2 мм было установлено, что минимальная длина стримера после его возникновения составляет 10—15 мм. Стримеры меньшей длины в наших опытах не были зафиксированы. Указанная длина стримеров хорошо согласуется с данными о развитии стримеров в равномерном поле. Общепринято, что стримеры развиваются в промежутках с $pd \geq 1000$ мм рт. ст. В воздушном промежутке при атмосферном давлении это соответствует расстоянию между электродами — 13 мм.

Увеличение частоты способствует развитию стримеров, во-первых, из-за выравнивания поля в окрестностях провода за счет уменьшения границ дрейфа объемного заряда. Во-вторых, на более высоких частотах также оказывает влияние и величина тока в канале стримера, обусловленная изменением во времени электрического поля. Этот факт подтверждается данными опытов, проведенных на проводах, имеющих покрытие из диэлектрика. Наличие диэлектрического покрытия резко увеличивает частоту, при которой могут образовываться стримеры. Кроме этого, толщина диэлектрического покрытия, а следовательно и его емкость, также оказывает существенное влияние на условия формирования стримеров. Увеличение внешнего диаметра провода, как и в случае его металлической поверхности, приводит к уменьшению частоты, при которой возникают стримеры. Сказанное иллюстрируется следующими цифрами. Возникновение стримеров при кратности $n=1$ для провода с диэлектрическим покрытием и внешним диаметром 7 мм (материал покрытия полиэтилен, емкость покрытия 320 пФ/м) происходит на частоте 30 кгц. На проводе с внешним диаметром 4 мм при емкости диэлектрического покрытия 100 и 260 пФ/м стримеры при $n=1$ возникают на частотах 60 и 95 кгц соответственно. Для сравнения отметим, что на металлических проводах диаметром 7 и 4 мм при $n=1$ стримеры возникают на частотах около 1 и 4 кгц соответственно. В проводившихся опытах реактивное сопротивление слоя диэлектрика было на несколько порядков меньше омического. Для иллюстрации влияния емкости диэлектрического покрытия в некоторых опытах на его поверхность

Таблица 3

$d_{np}=1,5$ мм	$\delta = \frac{P}{760}$	0,55	0,67	0,8	0,87	1,0
	n	2,17	1,76	1,47	1,38	1,12
$d_{np}=4$ мм	$\delta = \frac{P}{760}$	0,54	0,6	0,67	—	—
	n	1,28	1,11	1,08	—	—

Таблица 4
Зависимость частоты, при которой происходит переход от стримерной к кистевой короне, от диаметра коронирующего провода

$d_{\text{пр}}, \text{мм}$	1	2,2	3	4	6	8
$f_{\text{кист}}, \text{кгц}$	62—70	41	27—30	20	14,5—20	12—13

наклеивались кусочки фольги. При увеличении площади проводящего участка уменьшались и частота и кратность напряжения, при котором появляются стримеры.

Область существования кистевой короны. Одним из основных отличий кистевой короны от стримерной является более низкая величина средних градиентов в чехле. Поэтому стримерная корона может трансформироваться в кистевую при увеличении напряжения или частоты. Однако зафиксировать такой переход экспериментально практически невозможно, поскольку в настоящее время не разработаны методы непосредственной регистрации градиентов в чехле короны. Поэтому граница перехода от стримерной короны к кистевой определялась при начальном напряжении по фазе зажигания коронного разряда в соответствии с видом характеристики зажигания (рис. 1). Методика измерений заключалась в следующем. При определенном диаметре провода повышалась частота и при начальном напряжении фиксировалась фаза зажигания короны. Если зажигание происходило в то время, когда напряжение было равно нулю, то корона относилась к кистевой, если позже, то к стримерной. Измерения проводились на проводах до 6 мм в цилиндре диаметром 380 мм, а на проводе 8 мм — в цилиндре диаметром 2 м. Результаты измерений приведены в табл. 4.

Согласно [Л. 5] связь между частотой, при которой происходит переход от стримерной короны к кистевой, выражается следующей формулой:

$$f_{\text{кист}} = \frac{7560}{r_0 + 0,3 \sqrt{r_0}}, \text{ кгц}, \quad (2)$$

где r_0 — радиус провода, см.

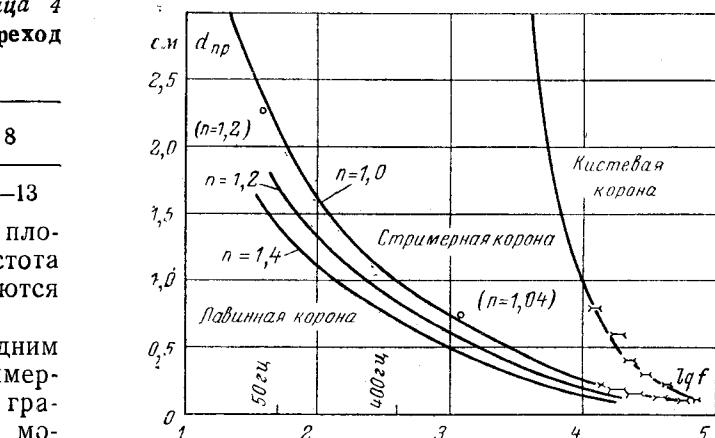


Рис. 2. Области существования различных видов короны.

— результаты расчетов по формулам (1) и (2).

На 50 см результаты измерений заимствованы из [Л. 6].

Области существования лавинной, стримерной и кистевой короны представлены на рис. 2.

Литература

- Левитов В. И., Ляпин А. Г. и Попков В. И., Экспериментальное исследование движения объемного заряда в поле короны переменного тока, «Известия АН СССР, ОТН», 1957, № 1.
- Александров Г. Н. Коронный разряд на линиях электропередачи, изд-во «Энергия», 1964.
- Богданова Н. Б. и Попков В. И., Некоторые особенности высокочастотного излучения коронного разряда, ДАН СССР, вып. 6, 1960, т. 134.
- Богданова Н. Б., Начальные напряжения короны на проводах, «Электроэнергетика», АН СССР, 1963, вып. 7.
- Колечицкий Е. С., Исследование коронного разряда на частотах выше 10 кгц, «Электричество», 1967, № 7.
- Богданова Н. Б. и Попков В. И., Вопросы управления формой коронного разряда на электроде и противоположном напряжении воздушного промежутка, «Известия АН СССР. Энергетика и транспорт», 1966, № 3.
- Левитов В. И., О критическом градиенте короны переменного тока, «Электроэнергетика», АН СССР, вып. 7, 1963.

[29.3.1968]

УДК 621.313.322—81:621.013.8

Двухгрупповая преобразовательная схема, применяемая в системе возбуждения турбогенераторов типа ТГВ-200

Инж. Е. В. САВЧЕНКО

Горловка

Введение. В настоящее время в СССР эксплуатируется и монтируется большое количество турбогенераторов типа ТГВ-200 Харьковского завода «Электротяжмаш». Они снабжены системой параллельного ионного самовозбуждения, общая характеристика которой дана в [Л. 1]. В статье рассматривается работа и основные соотношения преобра-

зовательной схемы, примененной в этой системе [Л. 2].

Эта схема (рис. 1) создана на основе схемы «две обратные звезды с уравнительным реактором». Она имеет две группы вентилей, различающихся значением анодного напряжения в 2 раза. Группа вентилей, включенных на полное вторичное

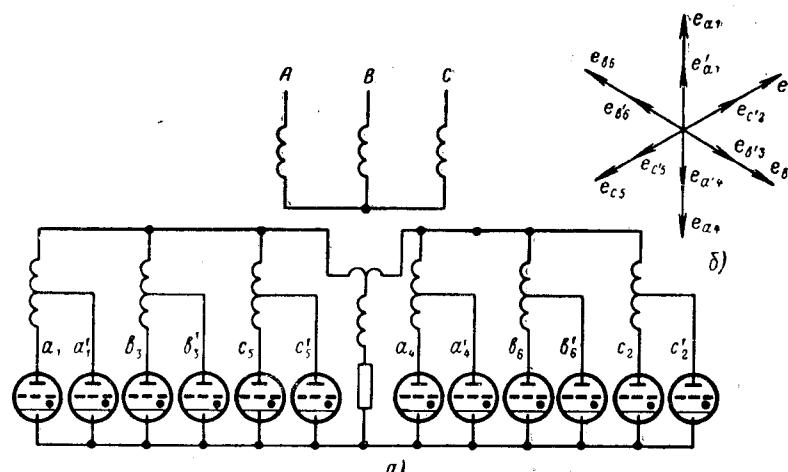


Рис. 1. Преобразовательная схема, применяемая в системе возбуждения турбогенераторов типа ТГВ-200.

а — преобразовательная схема; б — векторная диаграмма э. д. с. трансформатора.

напряжение, носит название форсировочной либо высоковольтной; группа вентилей, включенных на половинное напряжение, — рабочей либо низковольтной. Первые названия характеризуют основное название группы и поэтому предпочтительней.

Известно, что применение двухгрупповых преобразовательных схем в системах возбуждения мощных синхронных генераторов позволяет уменьшить мощность источника питания (вспомогательного генератора либо трансформатора), уменьшить скачки обратного напряжения на вентилях и снизить амплитудное значение напряжения, прикладываемого к обмотке ротора в нормальных режимах.

Полное исключение форсировочной группы в нормальных режимах обеспечило бы минимальную амплитуду напряжений, однако оно неприемлемо из-за необходимости прогрева вентилей, которые должны быть постоянно готовы к режиму форсировки. Кроме того, частичное использование вентилей форсировочной группы в нормальном режиме позволяет несколько разгрузить вентили рабочей группы.

Основные соотношения при мгновенной коммутации. Как и обычная схема с уравнительным реактором, рассматриваемая двухгрупповая схема имеет две параллельные части, работающие самостоятельно. Поэтому рассмотрение большинства процессов схемы можно производить только для одной ее части.

Из рис. 2 видно, что после перехода кривой фазного напряжения в область отрицательных значений возникают условия обратной коммутации с вентиля форсировочной группы на вентиль рабочей группы этой же фазы, поскольку анодное напряжение вентиля рабочей группы становится положительным относительно соответствующего напряжения вентиля форсировочной группы. Таким образом, коммутация между вентилями рабочей и форсировочной группы одной фазы может стать двойной (рис. 2, б).

Возможность появления двойной коммутации может быть связана с шириной положительного управляющего импульса, подаваемого на вентиль

рабочей группы в момент, соответствующий α_1 . Если к моменту перемены знака анодного напряжения на управляющей сетке вентиля рабочей группы напряжение положительно, то вторая коммутация происходит. Если положительный сеточный импульс недостаточен по ширине, то вторая коммутация не происходит, и вентиль форсировочной группы горит вплоть до коммутации на вентиль рабочей группы последующей фазы (рис. 2, а).

Применяемая в рассматриваемой установке панель сеточного питания типа ПСП-11А обеспечивает рабочую ширину управляющего импульса около 75° , поэтому в большинстве нормальных режимов повторная коммутация не возникает. Проведенный ниже анализ относится к режиму одиночной коммутации в фазе. Процессы при двойной коммутации рассмотрены в [Л. 3].

Для определения напряжения U_d двухгрупповой схемы необходимо к значению U_d , определяемому выражением (1), которое имело бы место при работе одной рабочей группы, алгебраически прибавить напряжение, пропорциональное заштрихованному на рис. 2, а и б площадкам.

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_m \cos \alpha - \Delta U_a, \quad (1)$$

где ΔU_a — падение напряжения в дуге вентиляй;

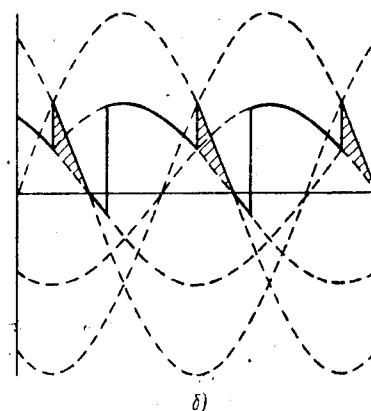
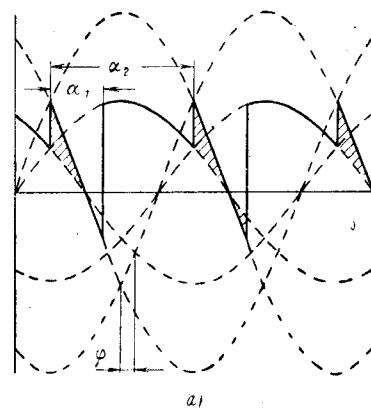


Рис. 2. Картина изменения напряжения U_d одной звезды двухгрупповой схемы (рис. 1) в режиме, близком к нормальному, при мгновенной коммутации.
а — одиночная коммутация в фазе; б — двойная коммутация в фазе.

E_m — амплитуда фазного напряжения, приложенного к вентилям рабочей группы; α — угол зажигания.

Подобно тому как для одногрупповой схемы существует ограничение $\alpha \geq 0$, для двухгрупповой схемы существует неравенство $\alpha_1 \geq \psi$, где ψ — угол пересечения кривых э. д. с. рабочей и форсировочной групп. В рассматриваемой схеме $\psi \approx 11^\circ$.

Поскольку анодное напряжение форсировочной группы в 2 раза выше, чем напряжение рабочей группы, то разность между ними равна последнему. Это значит, что увеличение напряжения ΔU_d при включении форсировочной группы можно определить интегрированием кривой фазной э. д. с. рабочей группы на соответствующем интервале.

В режиме одиночной коммутации в фазе этот интервал лежит между α_2 и $\alpha_1 + \frac{2\pi}{3}$.

$$\Delta U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha_2}^{\alpha_1 + \frac{2\pi}{3}} E_m \sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{6} \right) d\vartheta;$$

$$\Delta U_d = \frac{3}{2\pi} E_m \left[\cos \left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\alpha_1 - \frac{\pi}{6} \right) \right],$$

где $\vartheta = \omega t$ — синхронное время.

Учитывая (1), получим:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} E_m \left[\sqrt{3} \cos \alpha_1 + \cos \left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\alpha_1 - \frac{\pi}{6} \right) \right] - \Delta U_a. \quad (2)$$

Выражение (2) справедливо для всех реальных режимов без двойной коммутации.

Учет процессов коммутации. При отсутствии двойной коммутации во всех режимах возбуждения генератора, от холостого хода до двукратной форсировки, коммутация проходит между вентилями разных групп. Исключение составляет лишь режим полного либо почти полного открытия вентиляй форсировочной группы.

Процессы, протекающие при таких коммутациях, рассмотрены в [Л. 3]. Однако это рассмотрение может быть отнесено лишь к установкам, питающим элементом которых является вспомогательный генератор либо группа однофазных трансформаторов.

Если же в установке применен трехфазный трансформатор (как, например, в рассматриваемом случае), то как во время горения в разных звездах вентиляй разных групп, так и во время коммутации таковых в одной звезде балансирование первичных и вторичных н. с. в одном стержне невозможно. Это связано с тем, что при протекании одного и того же тока по двум обмоткам с разным числом витков создаются различные вторичные н. с. Их балансирование одним током, протекающим только по двум фазам первичной обмотки, невозможно, а разные токи в двух фазах звезды, не имеющей нулевого провода, без участия третьей фазы не могут протекать. Как и в простой трехфазной схеме, здесь возможен только общий случай балансирования — балансирования в замкнутом магнитном контуре.

Таблица 1

Значения токов и эквивалентного реактанса при коротких замыканиях на выводах ВТ и на анодах вентиляй

Место короткого замыкания	Первичные токи			$i_2, \text{ а}$	$x_3, \text{ ом}$	$\frac{\%}{x_3}$
	$i_A, \text{ а}$	$i_B, \text{ а}$	$i_C, \text{ а}$			
$a_1 b_3$	Выводы	1 240	1 240	0	10 650	0,085
	Аноды	1 080	1 080	0	9 350	0,097
$a_1 b_3 c_5$	Выводы	1 430	1 430	1 430	12 300	0,085
	Аноды	1 250	1 250	1 250	10 600	0,097
$a'_1 b'_3$	Выводы	1 110	1 110	0	19 200	0,0236
	Аноды	810	810	0	14 000	0,033
$a'_1 b'_3 c'_5$	Выводы	1 280	1 280	1 280	22 200	0,0236
	Аноды	935	935	935	16 200	0,033
$a'_1 a_1$	Выводы	330	165	165	8 500	0,062
	Аноды	260	130	130	6 700	0,078
$a_1 b'_3$	Выводы	870	690	180	8 920	0,156
	Аноды	830	665	165	8 600	0,161
						17,4

По этой причине первичный ток трансформатора протекает по всем трем фазам, и процесс коммутации не может быть определен с помощью паспортного реактанса короткого замыкания. Ток коммутации определяется потоками рассеяния всех трех фаз первичной обмотки и участвующих в коммутации вторичных обмоток. Задача определения всех этих потоков, реактансов рассеяния и преобразование их в эквивалентный реактанс сложна, поэтому здесь ограничимся использованием эквивалентного реактанса контура коммутации x_3 , который можно легко определить из опыта холостого хода и короткого замыкания.

$$x_3 = \frac{U_{x,x}}{I_{k,3}},$$

где $U_{x,x}$, $I_{k,3}$ — напряжение холостого хода и ток короткого замыкания между анодами коммутирующих вентиляй.

Результаты измерений этих реактансов и соответствующие им токи короткого замыкания даны в табл. 1.

Для определения длительности коммутации воспользуемся выражением:

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d}{2\sqrt{2}I_{k,3}} \right] - \alpha \quad (3)$$

(где I_d — выпрямленный ток, $I_{k,3}$ — ток короткого замыкания между коммутирующими анодами), полученным из известного выражения

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d x_a}{2\sqrt{2}E}$$

с учетом того, что

$$\frac{E}{x_a} = I_{k,3}.$$

С помощью равенства (3) можно определить значение γ_1 и γ_2 в данной схеме (рис. 3), если отсчет α производить от нулевого значения той э. д. с., которая в рассматриваемом случае является коммутирующей. Для определения γ_1 коммутирующей является $e_{b,a}$ и $\alpha = \alpha_1 - \psi \approx \alpha_1 - 11^\circ$. Для γ_2 коммутирующей является e_{aa} , и $\alpha = \alpha_2 + 30^\circ$. Результаты расчетов γ для различных режимов даны в табл. 2.

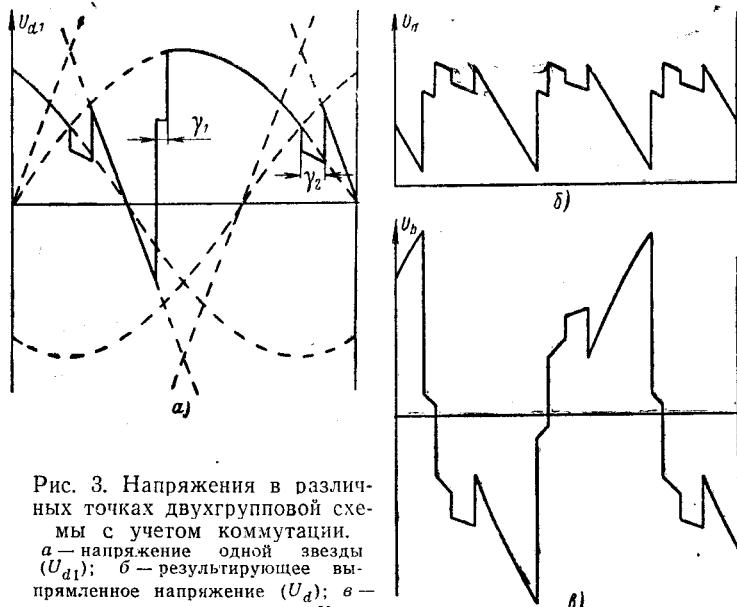


Рис. 3. Напряжения в различных точках двухгрупповой схемы с учетом коммутации. a — напряжение одной звезды (U_{d1}); b — результирующее выпрямленное напряжение (U_d); b — напряжение на реакторе (U_b).

При этих расчетах были взяты значения I_{k3} для случая короткого замыкания на анодах вентиляй, т. е. учтен реактанс анодных кабелей. Расхождение данных табл. 2 и данных экспериментальной проверки не превышает 1 эл. град.

Значение U_d во время коммутации между вентилями разных групп не может быть определено с помощью кривой полусуммы э. д. с., как это производилось для одногрупповой схемы. В данном случае это значение определяется соотношением потоков рассеяния различных фаз первичной и вторичной обмоток и аналитически трудно определимо. Поэтому значения γ здесь не могут быть использованы. Но они необходимы при определении токов, скачков напряжения и т. д.

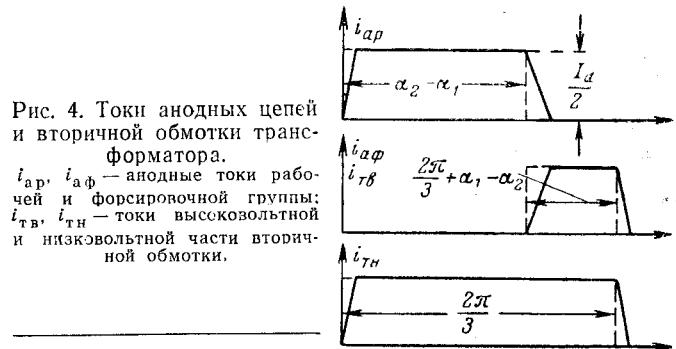
Определение потери напряжения на коммутацию ΔU_7 для различных режимов схемы можно произвести рассмотрением экспериментальной кривой U_d . Из этой кривой следует, что ΔU_7 во всех реальных режимах принимает значения в пределах

Таблица 2

Значения углов зажигания и коммутации в различных режимах

Режим генератора	α_1 эл.град	α_2 эл.град	γ_1 эл.град	γ_2 эл.град
Холостой ход	68	127	2	1
Номинальный ($U_d = 400$ в)	42	120	7	13
Форсировка	$K = 2$ при $U_r = U_n$	11	54	32
	Полная	—	0	35
	$I_d = I_n$ $U_r = U_n$	135	—	4
Развозбуждение	После полной форсировки с $U_r = 0,8$	145	—	14

Рис. 4. Токи анодных цепей и вторичной обмотки трансформатора.
 i_{ap} , i_{af} — анодные токи рабочей и форсировочной групп; i_{tb} , i_{th} — токи высоковольтной и низковольтной части вторичной обмотки.



0,09—0,12 U_d . Потери напряжения на активных сопротивлениях элементов схемы составляют 0,04—0,06 U_d , причем максимальное значение этих потерь соответствует режиму с минимальными погрешностями на коммутацию и наоборот. Учитывая, что потери суммируются арифметически, получим общее значение потерь во всех режимах около 0,15 U_d . Это позволяет считать, что для всех режимов с одиночной коммутацией значение U_d с достаточной в практике точностью может быть определено с помощью данного ниже соотношения

$$U_d = \frac{0,85 \cdot 3}{2\pi} E_m \left[\sqrt{3} \cos \alpha_1 + \cos \left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\alpha_1 - \frac{\pi}{6} \right) \right] - \Delta U_d. \quad (4)$$

Токи в вентилях и в обмотках трансформатора (рис. 4 и 5). При мгновенной коммутации анодный ток, как и в одногрупповой схеме с уравнительным реактором, состоит из интервала неизменного значения $\frac{I_d}{2}$ и бестокового интервала. Длительность анодного тока рабочей группы составляет $\alpha_2 - \alpha_1$, форсировочной $-\frac{2\pi}{3} + \alpha_1 - \alpha_2$. Такую же длительность имеет ток высоковольтной части вторичной обмотки трансформатора i_{tb} . Ток общей, низковольтной части i_{th} имеет длительность $\frac{2\pi}{3}$. Если учитывать реальную коммутацию, то приведенные длительности необходимо увеличить на следующие величины: для i_{ap} на γ_2 , для i_{af} , i_{th} и i_{tb} на γ_1 .

В табл. 3 даны общие выражения для среднего и действующего значений токов различных участ-

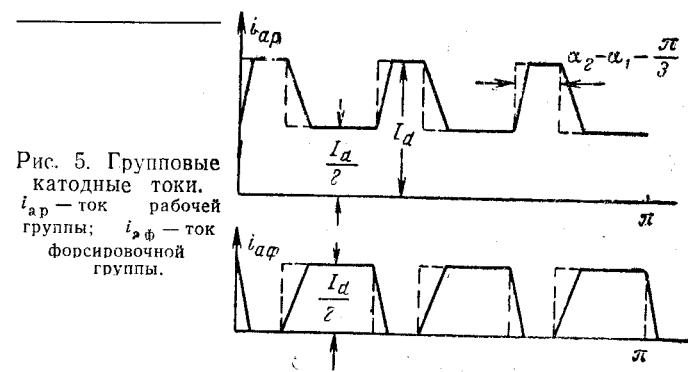


Рис. 5. Групповые катодные токи.
 i_{ap} — ток рабочей группы; i_{af} — ток форсировочной группы.

Таблица 3
Общие выражения для токов различных цепей

Ток	Среднее значение	Действующее значение
i_{aP}	$\frac{I_d}{4\pi} \left(\alpha_2 - \alpha_1 + \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{2} \right)$	$\frac{I_d}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\alpha_2 - \alpha_1 + \frac{\gamma_2 - 2\gamma_1}{3} \right)}$
$i_{a\Phi}$ i_{tB}	$\frac{I_d}{4\pi} \left(\alpha_1 - \alpha_2 + \frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{2} \right)$	$\frac{I_d}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\alpha_1 - \alpha_2 + \frac{2\pi}{3} - \frac{2\gamma_2 - \gamma_1}{3} \right)}$
i_{dp}	$\frac{3I_d}{2\pi} \left(\alpha_2 - \alpha_1 + \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{2} \right)$	$\frac{I_d^*}{2} \sqrt{\frac{3}{\pi} \left(3\alpha_2 - 3\alpha_1 - \frac{2\pi}{3} + \frac{4\gamma_2 - 5\gamma_1}{3} \right)}$
$i_{d\Phi}$	$\frac{3I_d}{2\pi} \left(\alpha_1 - \alpha_2 + \frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{2} \right)$	$\frac{I_d^*}{2} \sqrt{\frac{3}{\pi} \left(\alpha_1 - \alpha_2 + \frac{2\pi}{3} - \frac{2\gamma_2 - \gamma_1}{3} \right)}$
i_{th}	$\frac{I_d}{6}$	$\frac{I_d}{2\sqrt{3}}$
i_{t1}	0	$\frac{I_d^*}{6K_T} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(12\alpha_1 - 12\alpha_2 + 11\pi \right)}$

* Выражения справедливы при $\alpha_2 \geq \alpha_1 + \frac{\pi}{3}$

ков схемы, в табл. 4 — их численные значения для различных режимов. Общие соотношения для токов получены при условии мгновенной коммутации (первичные токи) либо при условии линейного изменения тока в процессе коммутации (токи остальных цепей). Погрешность, вызванная такими допу-

ществиями, составляет примерно 1—2%. Исключением является лишь режим двукратной форсировки при номинальном напряжении генератора, когда эта погрешность составляет 3%.

Приведенные в некоторых графах табл. 4 двойные значения тока позволяют оценить как абсолютное значение тока в амперах (числитель), так и относительное (знаменатель). При этом за единицу приняты номинальные значения токов соответствующих обмоток трансформатора.

Число в графе анодного тока форсировочной группы характеризует также и ток высоковольтной части вторичной обмотки. Он показывает, что в форсировочных режимах эта часть обмотки подвергна значительным перегрузкам.

Из рис. 5 видно, что токи общих катодных цепей рабочей и форсировочной групп (i_{dp} и $i_{d\Phi}$ соответственно) имеют большую пульсацию, как и токи анодных цепей, поэтому использование в катодных цепях кабелей с металлической оболочкой нежелательно, как и в анодных.

Ввиду того что н. с. первичной и вторичной обмоток на одном стержне не балансируются, определение первичного тока путем приведения вторичного к виткам первичной обмотки невозможно. Определение первичного тока можно произвести только на основании общих соотношений электрических и магнитных цепей трансформатора.

В качестве таковых могут быть взяты первый закон Кирхгофа для электрических цепей и второй закон Кирхгофа для магнитных цепей. При условии пренебрежения токами намагничивания последний может быть записан в форме

$$2Iw = 0, \quad (5)$$

где w — число витков обмотки.

Если все токи привести ко вторичной обмотке, число витков которой принято за единицу, то вместо н. с. первичных обмоток в равенство (5) необходимо подставить их приведенные значения i'_A , i'_B , i'_C , а вместо н. с. вторичной обмотки и ее половины i_2 и $\frac{i_2}{2}$ соответственно.

Таблица 4
Значения токов различных цепей, а

Режим	i_{ap}		$i_{a\Phi}, i_{tB}$		i_{dp}		$i_{d\Phi}$		i_{th}		i_{t1}	
	Средние	Эффективные	Средние	Эффективные	Средние	Эффективные	Средние	Эффективные	Средние	Эффективные	Эффективные	
Холостой ход	60	145	57	$\frac{140}{0,45}$	360	360	340	340	116	$\frac{202}{0,32}$	$\frac{25}{0,33}$	
Номинальный	202	420	98	$\frac{277}{0,89}$	1 210	1 320	590	700	300	$\frac{520}{0,83}$	$\frac{58}{0,75}$	
Форсировка при $U_r = U^*$	$K=2$	142	450	460	$\frac{945}{3}$	850	1 100	2 750	3 120	600	$\frac{1 040}{1,67}$	$\frac{147}{1,93}$
	$K=2,5$	0	0	750	$\frac{1 300}{4,2}$	0	0	4 500	4 500	750	$\frac{1 300}{2,1}$	$\frac{212}{2,8}$

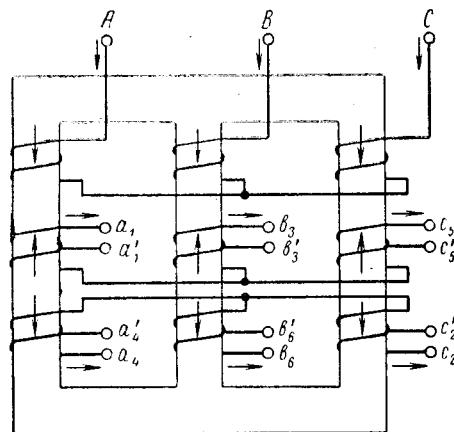


Рис. 6. Поясняющая схема к расчету первичных токов.

Для облегчения составления уравнений обратимся к помощи рисунков 6 и 7. В верхней части рис. 7 изображена картина изменения выпрямленного напряжения прямой и обратной звезды U_{d1} и U_{d2} соответственно в режиме, близком к номинальному, однако без учета коммутации. Для удобства рассмотрения напряжение обратной звезды перевернуто.

На рис. 6 приведено схематическое расположение обмоток трансформаторов и показано положительное направление их токов и н. с.

По сочетанию одновременно горящих вентиляй можно выделить два характерных интервала. В первом интервале одновременно горят только вентили рабочей группы, например b'_6 и c'_5 , во втором — один вентиль рабочей группы, второй — форсировочная, например b'_6 и c_5 .

Системы уравнений, описывающие токи в этих двух интервалах, и составленные на основании первого закона Кирхгофа для первичной обмотки и второго закона Кирхгофа для магнитных цепей, охватывающих окна трансформатора, будут иметь вид:

для первого интервала

$$\begin{aligned} i'_A + i'_B + i'_C &= 0, \\ -i'_A + i'_B + 0,5i_2 &= 0, \\ -i'_B + i'_C - i_2 &= 0; \end{aligned}$$

для второго интервала

$$\begin{aligned} i'_A + i'_B + i'_C &= 0, \\ -i'_A + i'_B + 0,5i_2 &= 0, \\ -i'_B + i'_C - 1,5i_2 &= 0. \end{aligned}$$

Решение этих систем уравнений с учетом того, что $i_2 = \frac{I_d}{2}$, дает следующие приведенные значения токов:

для первого интервала

$$i'_A = 0; i'_B = -\frac{I_d}{4}; i'_C = \frac{I_d}{4};$$

для второго интервала

$$i'_A = -\frac{I_d}{12}; i'_B = -\frac{4I_d}{12}; i'_C = \frac{5I_d}{12}.$$

Последующие интервалы являются повторением предыдущих с учетом циклического сдвига токов в фазах.

Сравнение значений н. с. первичных обмоток показывает, что в интервалах одновременного горения вентиляй разных групп во всех трех стержнях трансформатора действуют несбалансированные н. с., равные $\frac{I_d w}{12}$. Направления этих н. с. во всех стержнях в любой момент совпадают, однако одновременно изменяются с утроенной частотой, чередуясь с нулевыми участками.

Итак, несбалансированная н. с. в двухгрупповой схеме, в отличие от таковой в трехфазной нулевой схеме, не является односторонней и не вызывает одностороннего намагничивания трансформатора. Ее воздействие заключается в создании потерь в корпусе трансформатора. Из одногрупповых схем подобную н. с. имеет шестифазная нулевая схема с трехфазным трансформатором. Однако при том же токе амплитудное значение н. с. в этой схеме в 4 раза больше, чем в рассматриваемой двухгрупповой, и не имеет нулевых участков.

Как видно из рис. 7, б, первичный ток в каждом полупериоде разделяется на шесть участков. Из них

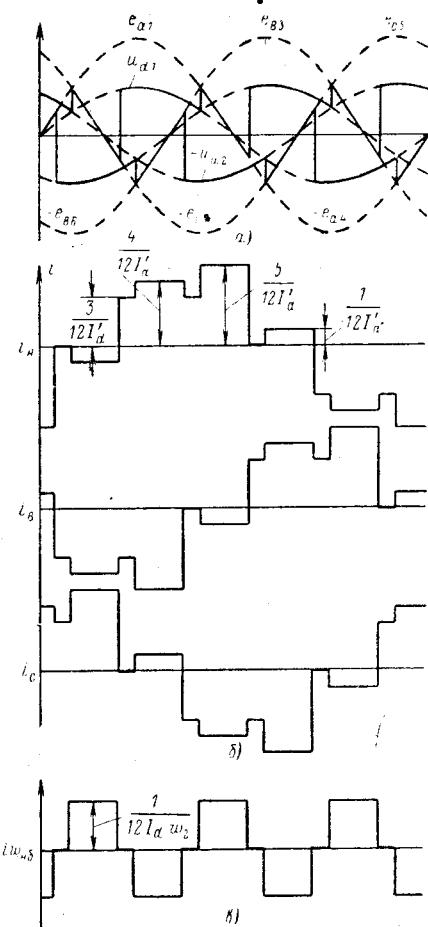


Рис. 7. Определение первичных токов.

а — картина изменения напряжений U_{d1} и U_{d2} ; б — первичные токи; в — несбалансированная н. с.

три имеют длительность: $\alpha_1 - \alpha_2 + \frac{2\pi}{3}$ и три: $\alpha_2 - \alpha_1 - \frac{\pi}{3}$. Первые три участка соответствуют моментам существования несбалансированной н. с., вторые три соответствуют нулевым участкам этой н. с.

Произведя поинтервальное интегрирование квадратичной кривой первичного тока, получим следующее выражение для его действующего значения

$$I_{1d} = \frac{I_d}{6k_t} \sqrt{\frac{1}{2\pi} (12\alpha_1 - 12\alpha_2 + 11\pi)},$$

где k_t — коэффициент трансформации между первичной и полной вторичной обмотками.

Это выражение справедливо только при соблюдении следующего неравенства

$$\alpha_2 - \frac{\pi}{3} \geq \alpha_1.$$



УДК 621.313.226

Проблема создания машин постоянного тока большой мощности с немагнитным активным слоем

В. П. ТОЛКУНОВ и М. Б. ФАЙНШТЕИН

Харьковский ордена Ленина политехнический институт им. В. И. Ленина

К машинам постоянного тока предъявляется ряд требований, связанных с дальнейшим повышением их мощности и производительности. Проблема коммутации является основным фактором, затрудняющим выполнение этих требований, поэтому решение указанной задачи представляет первостепенную важность.

Одним из наиболее эффективных путей резкого повышения коммутационной надежности машин является создание нового конструктивного исполнения их якоря, в котором обмотка выносится из ферромагнитного слоя. При этом резко уменьшаются потоки рассеяния коммутирующих секций, а значит и величина реактивной э. д. с., характеризующая в основном коммутационную надежность машины.

В течение нескольких лет на кафедре электрических машин Харьковского политехнического института совместно с работниками НИИТЭМ проводилась поисковая работа в этом направлении. В результате была создана вполне приемлемая конструкция якоря машин постоянного тока, с применением которой значительно улучшается качество коммутации машин и в то же время не снижаются заметным образом ее остальные рабочие показатели.

В статье кратко излагаются полученные результаты и оценивается возможность внедрения указанных машин в производство.

Особенности конструкции. Для крупных машин постоянного тока, по нашему мнению, вряд ли приемлемым является конструктивное исполнение, на-

Если оно нарушается, то изменяется очередность зажигания вентиля рабочей группы и вентиля форсировочной группы последующей фазы в противоположной звезде, например вентилями a'_1 и b'_6 . Вследствие этого изменяется картина первичного тока. В этом режиме

$$I_{1d} = \frac{I_d}{6K_t} \sqrt{\frac{3}{2\pi} (5\alpha_1 - 5\alpha_2 + 4\pi)}.$$

Литература

1. Ветров Ю. А. и Лазарев Г. Б., Установка ионного возбуждения турбогенератора ТГВ-200 Змиевской ГРЭС, «Энергетик», 1965, № 9.
2. Глух Е. М., Эттингер Е. Л. и Чалый Г. В., Ионный возбудитель мощной синхронной машины, Авторское свидетельство № 102583.
3. Глух Е. М., Работа вентиляй в ионном возбудителе по схеме с двумя группами вентиляй и с двойной коммутацией, Труды ВНИИЭМ, изд-во «Энергия», 1966, т. 23.

[29.2.1968]

шедшее применение в микромашинах [Л. 1 и 2], в которых обмотка якоря помещается в слой эпоксидной смолы или другого вещества с аналогичными свойствами (рис. 1, а). Это обусловлено невозможностью выполнить указанную конструкцию с радиальной вентиляцией. Кроме того, при больших размерах внешней поверхности якоря значительно ухудшается его механическая надежность из-за различия в коэффициентах линейного расширения медь-эпоксидная смола. И, наконец, анализируемая конструкция практически исключает возможность демонтажа якорной обмотки.

Другое известное конструктивное исполнение якоря (рис. 1, б) при котором однослочная обмотка плотно укладывается на сталь якоря и ее лобовые

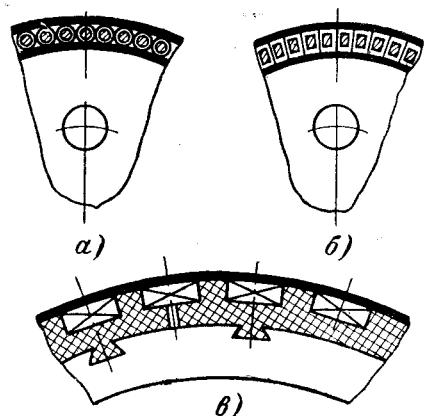


Рис. 1. Различные конструктивные исполнения якоря с немагнитным слоем.

части выгибаются по эвольвенте [Л. 3], в применении к очень крупным машинам также имеет существенные недостатки. Они заключаются в невозможности осуществления радиальной вентиляции. Кроме того, надежная передача врачающего момента от обмотки к корпусу якоря при такой конструкции затруднительна.

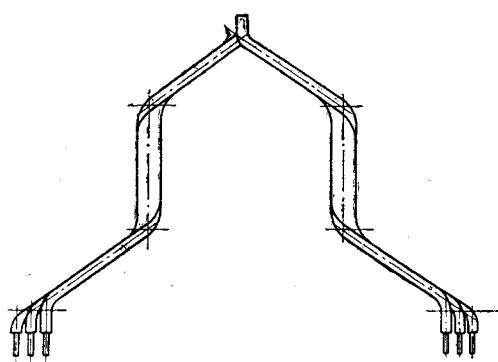
В дальнейшем речь пойдет о конструктивном исполнении якоря, изображенном на рис. 1, в, которое авторы считают наиболее целесообразной модификацией [Л. 4 и 5].

В этой конструкции на гладкую поверхность якоря наносится пластмассовый слой, подразделяющийся на сегменты, которые крепятся к сердечнику с помощью ласточкиных хвостов. Обмотка якоря располагается в пазах. Из соображений технологии минимальная толщина зубца и стенки дна паза равна 4,5—5,5 мм. Во избежание удлинения лобовых частей обмотки пазовая часть секции механически повернута на 90°, как это показано на рис. 2.

При исследовании рабочих свойств машины рассматриваемой конструкции были изготовлены и тщательно испытаны два опытных образца. Первый образец (32 квт, 220 в, 1000 об/мин) был выполнен в габарите машины П91; второй (1200 квт, 550 в, 850 об/мин) — в габарите машины МПТГ 99/47.

Механическая надежность. При исследовании механических напряжений, возникающих в различных частях врачающегося якоря, особое внимание было уделено минимально допустимой толщине пластмассового зубца, а также определению сил, действующих на хвостовик, крепящий пластмассовые сегменты, и на участки секций, расположенные в вентиляционных каналах. Отметим, что ни в одном из нововведенных элементов якоря, даже при большой окружной скорости, возникающие напряжения не достигают допустимых значений (например, выбор толщины зубцов определяется исключительно технологическими соображениями).

Условия охлаждения. Тепловые расчеты по сопоставлению условий охлаждения обычного якоря и якоря рассматриваемой конструкции производились методом тепловых схем и аналитически. Причем наряду с радиальной системой вентиляции, применяемой в крупных машинах, рассматривалась и аксиальная система, примененная в опытных образцах. В обоих случаях коэффициент C_b , харак-



ставляла примерно 1,9 тл. Вторым фактором, обусловливающим изгиб в кривой намагничения, является увеличение числа радиальных каналов на якоре.

Согласно расчетным данным в машинах серии П, начиная с четырнадцатого габарита и выше, переход на новое конструктивное исполнение не приводит к увеличению габаритов машины. Сохранить прежние габариты при переходе на новую конструкцию для машин меньшей мощности труднее, так как по условиям коммутации они выполняются с дополнительными полюсами.

В связи с ростом н. с. возбуждения искажающее действие реакции якоря будет значительно меньше, чем в обычных машинах. Поэтому можно допустить неполную компенсацию н. с. реакции и тем самым значительно уменьшить насыщение в зубцах компенсационной обмотки, хотя полностью отказаться от этой обмотки нельзя.

Учитывая, что в рассматриваемых машинах проблема коммутации не является столь острой, можно рекомендовать для них обмотку с числом секций на паз $U_n = 6 \div 8$, что позволит увеличить использование активного слоя якоря.

Варьирование удельных нагрузок при неизменной машинной постоянной показало, что наиболее оптимальный вариант их распределения имеет место при выполнении следующих соотношений:

$$\frac{\hat{A}_s}{A_s} \approx \frac{\hat{B}_\delta}{B_\delta} \approx \frac{\hat{J}_a}{J_a}, \quad (1)$$

где A_s , B_δ и J_a — соответственно линейная нагрузка, индукция в воздушном зазоре и плотность тока в обмотке якоря (звездочкой отмечены параметры машин новой конструкции).

Исследование дало возможность установить, что оптовые цены сопоставляемых конструкций находятся на одном уровне. При этом естественно не был учтен тот важный фактор, что значительное повышение коммутационной надежности, имеющее место в машинах с немагнитным слоем, обуславливает не только увеличение производительности машины, но и приводит к сокращению простоев важных промышленных объектов. Эти простои иногда причиняют убытки, соизмеримые с полной стоимостью машины.

Экспериментальные исследования магнитных полей. Наличие немагнитного слоя заметно изменяет картину распределения силовых линий в машине, что, в свою очередь, может повлиять на ее рабочие свойства. Поэтому были проведены подробные эксперименты по определению картины поля на опытных образцах на машинах с обычной и предлагаемой конструкциях якоря.

Распределение поля главных полюсов по окружности якоря исследовалось как с помощью датчиков Холла, так и с помощью натянутой струны. На опытном образце П91 с немагнитным слоем два взаимно-перпендикулярных датчика располагались в верхней части радиального вентиляционного канала на уровне поверхности обмотки. Третий датчик размещался на дне канала в непосредственной близости от сердечника якоря. При измерениях был выбран способ медленного поворота якоря со

строгой фиксацией на щите угла поворота α . В результате обработки и анализа всех полученных экспериментальных данных были установлены следующие закономерности.

1. При переходе к якорю с немагнитным слоем боковой поток главных полюсов несколько увеличивается, что приводит к некоторому возрастанию влияния главных полюсов на коммутацию [Л. 6].

2. По окружности якоря наблюдаются периодические всплески тангенциальной составляющей индукции B_t . На краях полюса происходят по два всплеска одинаковой полярности примерно треугольной формы. Величина индукции в этой зоне достигает (на уровне наружной боковой грани проводников) значений, равных 15—24% от нормальной составляющей.

3. Графо-аналитическая обработка полей показала, что тангенциальная составляющая в радиальном направлении изменяется по закону, близкому к прямолинейному. На дне паза значение B_t близко к нулю.

Исследование распределения магнитного поля вдоль оси якоря производилось на всех опытных образцах с помощью перемещения в осевом направлении датчиков Холла, вклеенных в щуп. Было обнаружено, что в машинах с немагнитным слоем основное магнитное поле проникает в участки, находящиеся за сталью якоря, что может привести к появлению добавочных потерь в конструктивных частях. Можно рекомендовать проектировать машины с длиной якоря примерно на 10 мм большей, чем длина полюсов, а также применять фигурный обмоткодержатель из немагнитного материала.

Исследование потоков рассеяния главных полюсов производилось только на образцах П91. Необходимо было точно фиксировать место замера и определять в нем вектор индукции не только по величине, но и по направлению. Для этого в текстолитовых пластинах вы сверлились отверстия, контур которых воспроизводил пространство между полюсами. Пластины создавали точное направление для специального круглого зонда, вводимого в одноименные отверстия. Датчик Холла был вмонтирован в зонд. При повороте зонда определялось направление вектора индукции. Полученные результаты показали, что коэффициент рассеяния главных полюсов возрастает до значений 1,25÷1,5, уменьшаясь с ростом габаритов машины.

Особенности коммутации машин с немагнитным слоем. Немагнитный слой приводит к существенным изменениям условий коммутации. В первую очередь это относится к величине реактивной э. д. с. e_r , у которой, естественно, значительно уменьшится пазовая составляющая e_{rp} . Выведем формулу для e_{rp} в машинах рассматриваемой конструкции. При этом в связи со специфичностью анализируемой конструкции более удобно рассматривать не изменение потока рассеяния одного паза, а изменение общего потока рассеяния пазовой части Φ_{sp} (рис. 4):

$$e_{rp} = \frac{2\Phi_{sp_1} + 2\Phi_{sp_2}}{T_n} = \frac{2\Phi_{sp_1} + 2\Phi_{sp_2}}{b_n} v_a, \quad (2)$$

где T_n — период коммутации слоя; Φ_{sp_1} и Φ_{sp_2} — составляющие потока Φ_{sp} , сцепленные с верхней и нижней сторонами секции;

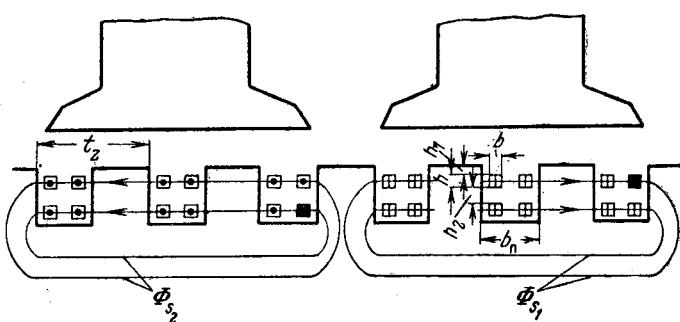


Рис. 4. Потоки рассеяния коммутирующих секций.

v_a и b_k — соответственно окружная скорость якоря и зона коммутации.

И далее

$$\begin{aligned}\Phi_{\text{сп}} = 0,4\pi \left[\int_0^h \frac{A_s \tau}{2} \left(\frac{x}{h} \right)^2 \frac{l_i}{\tau} dx + \frac{A_s \tau}{2} \frac{l_i}{\tau} h_2 + \right. \\ \left. + \int_0^h \frac{A_s \tau}{2} \left(1 + \frac{x}{h} \right) \frac{l_i}{\tau} dx + A_s \tau \frac{l_i}{\tau} h \right] = \\ = \frac{0,4\pi A_s l_i}{2} \left[\frac{h}{3} + h_2 + h + \frac{h}{2} + 2h_1 \right] = \\ = 0,1\pi A_s l_i \left(\frac{11}{3} h + 2h_2 + 4h_1 \right).\end{aligned}$$

Подставляя полученные выражения в уравнение (2), имеем:

$$e_{r\text{пп}} = \frac{0,2\pi A_s l_i v_a \left(\frac{11}{3} h + 2h_2 + 4h_1 + \frac{s}{3} h + 4h_1 \right)}{b_k}.$$

Окончательно

$$e_{r\text{пп}} = A \frac{\frac{8}{3} h + h_2 + 4h_1}{b_k}, \quad (3)$$

где l_i — расчетная длина якоря;

$$A = 0,4\pi A_s l_i v_a;$$

h, h_1, h_2 — см. рис. 4.

Если примененный нами метод определения e_r использовать для машин обычной конструкции, то по аналогии получим:

$$e_{r\text{пп}} = \frac{0,4\pi A_s l_i v_a}{b_k} \frac{t_z}{b_n} \left(\frac{8}{3} h + h_2 + 4h_1 \right). \quad (4)$$

Сопоставляя (3) и (4), видим, что при переходе от обычной конструкции к предлагаемой величине пазовой составляющей $e_{r\text{пп}}$ уменьшается в $k_{\text{пп}}$ раз:

$$k_{\text{пп}} = \frac{e_{r\text{пп}}}{e_{r\text{пп}}^0} = \frac{t_z}{b_n} \frac{\frac{8}{3} h + h_2 + 4h_1}{\frac{8}{3} h + h_2 + 4h_1}. \quad (5)$$

Величины t_z и b_n даны на рис. 4.

Подсчеты $k_{\text{пп}}$ для различных по мощности и габаритам машин показали, что этот коэффициент находится в пределах $4,5 \div 7$, увеличиваясь с уменьшением габаритов машины. Рассматривая другие составляющие реактивной э. д. с., можно отметить, что величина лобовой составляющей $e_{r\text{л}}$ практически не изменяется при переходе к анализируемой конструкции, а $e_{r\text{д}}$, обусловленная потоками рас-

сения дополнительных полюсов, падает до пренебрежимо малой величины.

Статистические исследования данных по наладке коммутации крупных машин постоянного тока устанавливают следующее среднее соотношение между составляющими:

$$e_r : e_{r\text{пп}} : e_{r\text{л}} : e_{r\text{д}} = 1 : 0,58 : 0,3 : 0,12. \quad (6)$$

Можно утверждать, что при переходе на новое конструктивное исполнение величина e_r уменьшается в $2,3 \div 3$ раза, причем это отношение увеличивается в машинах с относительно большой длиной якоря.

При определении индуктивностей коммутирующих секций [Л. 7] установлено, что в якоре с немагнитным слоем наряду с уменьшением индуктивностей происходит заметное усиление взаимных связей между секциями, расположенными в соседних пазах, и ослабление взаимных связей между секциями, расположенными в различных слоях одного и того же паза. Для сопоставляемых обмоток это обстоятельство приводит к некоторым различиям в закономерностях демпфирования. Так, согласно нашим исследованиям коэффициент демпфирования G_p , характеризующий часть нескомпенсированной энергии при разрыве коммутирующего контура [Л. 8] в машинах исследуемой конструкции равен $0,65 \div 0,7$ для секции, коммутирующей последней в пазу, и $0,4 \div 0,45$ для остальных секций паза (в машинах обычной конструкции эти цифры соответственно равнялись $0,78 \div 0,84$ и $0,1$). Таким образом, в машинах с немагнитным слоем резкая грань в демпфирующих свойствах различных секций паза сглаживается.

Наконец, об особенностях протекания процесса собственно коммутации (кривая изменения $i_s = f(t)$, i_s — ток в коммутирующей секции) для машин исследуемой конструкции. Исследование производилось путем решения на ЭЦВМ дифференциальных уравнений коммутации, в которых в соответствующем направлении варьировались индуктивности, являющиеся коэффициентами при производных. Не приводя здесь подробного изложения этого исследования, отметим, что условия протекания процесса собственно коммутации в машинах с немагнитным слоем значительно лучше, чем в обычных. Так, в частности, указанные машины гораздо менее чувствительны к нестабильности скользящего контакта.

Подводя итоги исследования коммутации, отмечим, что значительное увеличение коммутационной надежности машин с немагнитным слоем доказано нами и экспериментально. На рис. 5 приведены зо-

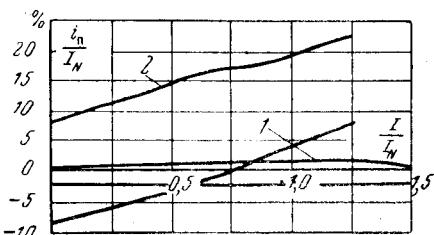


Рис. 5. Зоны безыскровой работы, полученные на МПТГ 99/47.
1 — якорь обычного исполнения; 2 — якорь с немагнитным слоем.

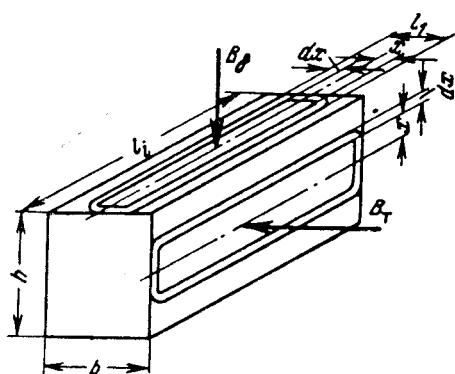


Рис. 6. Вихревые токи в проводниках обмотки якоря.

ны безыскровой работы, снятые на МПТГ 99/47 для обоих исполнений якоря. Как следует из этого сопоставления, в рассматриваемом образце применение немагнитного слоя привело к увеличению ширины зоны при номинальной нагрузке в 3,5 раза. Еще больший эффект в отношении коммутации был достигнут на образце П91, где наличие немагнитного слоя привело к увеличению ширины зоны безыскровой работы при номинальной нагрузке в 5 раз.

Добавочные потери в проводниках обмотки якоря. Проблема добавочных потерь является основной при проектировании машин с немагнитным слоем. Эти потери обусловлены вихревыми токами, наводящимися в проводниках обмотки якоря в тот момент, когда они находятся в неоднородном магнитном поле, т. е. в боковом потоке дополнительных или главных полюсов. Практика показала, что, если не принять специальных мер, ограничивающих добавочные потери, они могут сравняться по величине с основными потерями в меди, а в некоторых случаях даже превосходить последние.

Формулы, выведенные в [Л. 3 и 9] для определения добавочных потерь от вихревых токов в якорной обмотке P_d , не учитывают целый ряд факторов (тangенциальную составляющую поля главных полюсов, поле дополнительных полюсов; контурные токи, возникающие при подразделении проводников и т. д.). Кроме того, в них рассматривалась однослочная обмотка якоря. При выводах будем ограничиваться только теми упрощающими допущениями, которые практически не могут сказать на точности полученных результатов. Такими допущениями, по нашему мнению, могут являться следующие утверждения: вихревые токи замыкаются по контурам, у которых ось симметрии совпадает с осью проводника и $l_i \gg l_1$ (рис. 6); магнитное поле не изменяется по длине проводника; распределение поля главных (нормальная и тангенциальная составляющие) и дополнительных полюсов принято в соответствии с рис. 7. При рассмотрении тангенциальной составляющей считаем, что она уменьшается в радиальном направлении по линейной зависимости до нулевого значения у стяжек якоря.

Здесь и в дальнейшем рассматривается машина с компенсационной обмоткой. В соответствии с рис. 7 величина дополнительных потерь

$$P_d = P_{d1} + P_{d2} + P_{d3}, \quad (7)$$

где P_{d1} , P_{d2} и P_{d3} — соответственно дополнительные потери, обусловленные нормальной составляющей главных полюсов, полем добавочных полюсов и, наконец, тангенциальной составляющей поля главных полюсов.

Потери P_{d1} . Полагаем, что возникающее под влиянием вихревых токов магнитное поле не оказывает размагничивающего действия на внешнее поле. При сделанных выше предположениях э. д. с. наводящаяся в контуре, охватывающем расстояние $2x$ по ширине проводника, одинакова в течение всего пребывания проводника в поле бокового потока и равна $B_d \frac{2x}{c} l_i v_a$.

Проводимость указанного контура равна $\frac{vhdx}{2l_i}$.

Таким образом, добавочные потери в одном проводнике будут соответственно равны

$$\int_0^{\frac{b}{2}} \frac{B_d^2 4x^2 l_i^2 v_a^2 vhdx}{2l_i c^2} = \frac{4B_d^2 l_i^2 v_a^2 vh}{6l_i c^2} |x^3|_0^{\frac{b}{2}} = \frac{B_d^2 l_i v_a^2 vh b}{12c^2}.$$

Одновременно в боковом потоке находится $N \frac{2c}{\tau}$ проводников. Искомая величина добавочных потерь

$$P_{d1} = \frac{NB_d^2 l_i v_a^2 b^3 h}{6c\tau}. \quad (8)$$

Для учета влияния магнитного поля вихревых токов возникающих в таком проводнике, необходимо умножить выражение (8) на коэффициент [Л. 3]

$$k_\mu = 6 \frac{\sin \rho b - \sin \rho b}{(\rho b)^3 (\cosh \rho b + \cos \rho b)}, \quad (9)$$

где

$$\rho = \sqrt{\frac{\omega \mu v_a}{2}}$$

Окончательно

$$P_{d1} = \frac{NB_d^2 l_i v_a^2 b^3 h \nu k_\mu}{6c\tau}. \quad (10)$$

Здесь ν и μ — удельная электрическая проводимость и магнитная проницаемость меди;

N — число активных проводников якорной обмотки;

ω — угловая скорость вращения якоря.

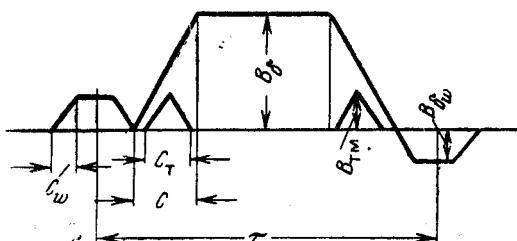


Рис. 7. Принятое распределение магнитных полей в воздушном зазоре машин с немагнитным слоем.

Потери P_{d2} . По аналогии с предыдущим случаем

$$P_{d2} = \frac{NB_{\text{вн}}^2 l_i v_a^2 b^3 h k_{\mu}}{6c_{\mu} \tau}. \quad (11)$$

Эти потери весьма малы и, как правило, составляют 3—6% от P_{d1} .

Потери P_{d3} . Обусловлены тангенциальной составляющей поля B_t . Контур, по которому замыкаются вихревые токи, обусловленные этой составляющей, будет расположен уже в плоскости, параллельной боковой поверхности паза. Учитывая закономерности в характере изменения B_t , имеем:

$$P_{d3} = N \frac{2c_{\mu}}{\tau B_{\text{тм}}} \int_0^{\frac{h}{2}} \int_0^h B_t^2 l_i v_a^2 \frac{v b dx}{2l_i} \left(\frac{2x^2}{h_{\mu} + h_t} \right)^2 dB = \\ = \frac{B_{\text{тм}}^2 N c_{\mu} l_i v_a^2 v b h k_{3h}^2}{72 \tau},$$

где $k_{3h} = \frac{2h}{h_{\mu} + h_t}$ — коэффициент заполнения паза по высоте;

h_t — высота пластмассового пояса у dna паза;

h_{μ} — глубина паза.

Учитывая влияние магнитного поля вихревых токов, окончательно получим:

$$P_{d3} = \frac{1}{72} \frac{N c_{\mu} l_i v_a^2 h k_{\mu} v b k_{3h}^2}{\tau} B_{\text{тм}}^2, \quad (12)$$

где k_{μ} — находится по аналогии с (9).

Подставляя (10) — (12) в (7) и принимая $k_{\mu} = k_{\mu}$, найдем:

$$P_d = \frac{NB_{\text{вн}}^2 l_i v_a^2 b^3 h v k_{\mu}}{6c_{\mu}} \left[1 + \frac{c}{c_{\mu}} \left(\frac{B_{\text{вн}}}{B_{\delta}} \right)^2 + \right. \\ \left. + \frac{1}{12} \frac{c_{\mu} k_{3h}^2}{b^2} \left(\frac{B_{\text{тм}}}{B_{\delta}} \right)^2 \right]. \quad (13)$$

Был разработан ряд мероприятий, позволяющих резко снизить добавочные потери.

Подразделение проводников по ширине на n' частичных проводников с непременной изоляцией их друг от друга. При этом величина потерь P_{d1} , которые, как правило, составляют 65—75% от P_d , уменьшается в $(n')^2$ раз. Расчеты показали, что в преобладающем большинстве случаев при числе частичных проводников n' , равном 2 или 3, потери P_{d1} уменьшаются до вполне допустимого уровня. Однако нужно учесть, что в этом случае потери P_{d3} не снижаются и играют едва ли не первостепенную роль.

Транспозиция проводников по ширине паза. В предыдущем случае не было учтено явление, связанное с возникновением уравнительных контурных токов, которые обусловлены разностью потенциалов Δe между серединами подразделенных проводников. Авторами получена формула для подсчета потерь, обусловленных уравнительными токами:

$$P_{dk} = \frac{\rho B_{\delta}^2 (b' + \Delta)^2 l_i^2 v_a^2 v b' h K}{l_{cp} \tau}, \quad (14)$$

где b' и Δ — соответственно ширина частичного проводника и суммарная толщина изоляции между частичными проводниками;

l_{cp} и K — средняя длина витка и число коллекторных пластин;

ρ — коэффициент, равный 2; 16 или 40 соответственно при $n'=2$; 3 или 4.

Расчеты показывают, что наличие контурных токов в значительной мере снижает эффективность подразделения проводников по ширине, что в особенности сказывается при больших n' . В связи с этим была разработана секция якорной обмотки, в которой при переходе в лобовых частях верхней стороны проводника к нижней частичные проводники менялись местами по ширине паза, вследствие чего Δe тождественно равна нулю. Экспериментальные исследования подтвердили эффективность этого мероприятия, которое должно сопутствовать подразделению проводников.

Изменение конфигурации магнитного поля в воздушном зазоре. Перечисленными выше способами можно уменьшить добавочные потери P_{d1} и P_{d2} . Величину P_{d3} можно уменьшить подразделением проводников по высоте. Однако одновременное подразделение проводников по высоте и ширине в сочетании с транспозицией приводит к технологическим трудностям. Более целесообразным представляется уменьшить P_{d3} путем изменения магнитного поля в зазоре. Конфигурацию поля у краев главных полюсов можно изменять как за счет конфигурации наконечника главного полюса, так и путем установления специальных магнитных экранов. По нашему мнению, последний метод является более предпочтительным.

Экспериментальные исследования были проведены на специальном макете. В пазы якоря поочередно закладывались секции якорной обмотки различного конструктивного исполнения. Полученные данные примерно соответствовали расчетным, полученным по вышеприведенной методике. Отметим, что применение магнитного экрана позволило уменьшить потери P_{d3} примерно в 2 раза.

Экспериментальные исследования добавочных потерь на образце МПТГ 99/47 дали следующие результаты. В первоначальном варианте выполнения обмотки с $n'=2$ без транспозиции [Л. 5] измеренное значение потерь P_d составляло 62 квт (по расчетным данным 69 квт). Во втором варианте с $n'=3$ ($b' \times h = 1 \times 7,4$ мм) и транспозицией величина P_d снизилась до 40,5 квт (по расчету 39 квт). Отметим, что даже во втором варианте добавочные потери были столь велики (3% от мощности), что обусловили значительное уменьшение мощности, полученной на указанном образце, и поставили под сомнение целесообразность применения рассматриваемой конструкции на генераторе с вышеприведенными данными. Однако это обстоятельство ни в коей мере не дает оснований считать исследуемую конструкцию неприемлемой для крупных машин. Дело в том, что экспериментальные данные указанного образца хорошо совпали с расчетными, подтвердив тем самым правильность разработанной методики, а определенные по этой методике добав-

вочных потери для большого ряда машин со скоростью вращения $v_a \leq 25 \div 30$ м/сек не превосходят $1 \div 1,5\%$ от P_n .

Выводы. 1. Применение немагнитного слоя резко повышает коммутационную способность машин постоянного тока.

2. По основным показателям (условиям охлаждения, к. п. д., оптовой цене) рассматриваемая конструкция находится на уровне машин обычного исполнения или лишь немногого уступает последним.

3. В наиболее распространенных крупных машинах постоянного тока (тихоходных электродвигателях) уровень добавочных потерь с помощью специальных мер может быть без труда уменьшен до уровня добавочных потерь в машинах обычной конструкции.

4. В быстроходных машинах (при $v_a \geq 30 \div 35$ м/сек) из-за повышенных добавочных потерь применение указанной конструкции нецелесообразно.

Литература

1. Серводвигатель с беспазовыми якорем, «Электропромышленность и приборостроение», 1963, № 5.

2. Борушко В. С. и Гурин Я. С., Машины постоянного тока с гладким якорем, «Электротехника», 1965, № 6.

3. Муратов Ю. А., Потери от вихревых токов в обмотке гладкого якоря машин постоянного тока, «Электромеханика», 1966, № 11.

4. Борушко В. С., Толкунов В. П. и Элкснис В. Я., Машины постоянного тока с немагнитным активным слоем, «Электротехника», 1966, № 1.

5. Борушко В. С., Перегудов И. Н., Толкунов В. П., Файнштейн М. Б. и Элкснис В. Я., Новая конструкция машины постоянного тока большой мощности, «Электротехника», 1967, № 7.

6. Толкунов В. П., Влияние поля главных полюсов на коммутацию электрических машин постоянного тока, «Электромеханика», 1961, № 5.

7. Толкунов В. П., Белошенко В. И. и Радзинский Ю. А., Экспериментальное исследование индуктивных параметров коммутирующих секций обмоток якоря, «Электротехника», 1968, № 7.

8. Толкунов В. П. и Белошенко В. И., Законыомерности взаимного демпфирования коммутирующих секций обмотки якоря машин постоянного тока. Вестник Харьковского политехнического института, Специальные электрические машины и коммутация машин постоянного тока, 1968, № 3.

9. Сидоров О. П., Электродвигатели постоянного тока с гладким беспазовым якорем, «Электромеханика», 1965, № 10.

[8.2.1968]



УДК 621.313.2.001.24

Трансформаторная э. д. с. и взаимоиндуктивность якорной обмотки машин постоянного тока

Канд. техн. наук Ю. А. РУНОВ

Свердловск

В связи с тенденцией увеличения мощности в единице за последние годы резко возросла степень использования электрических машин постоянного тока, усложнились условия их эксплуатации.

Следует ожидать, что в перспективе подобная тенденция сохранится.

Ухудшение потенциальных и коммутационных условий на коллекторах машин постоянного тока при переходных процессах объясняется тем, что в этих режимах наблюдается сильная неравномерность распределения межламельных напряжений, получающихся как сумма э. д. с. вращения, самоиндукции и взаимоиндукции. Поэтому возникает

необходимость определения величин отдельных составляющих суммарной межламельной э. д. с., распределения их по окружности коллектора, связи с формой воздушного зазора под главными полюсами и экспериментальной проверки.

Определение индуктивности якорной обмотки машины постоянного тока и, следовательно, э. д. с. самоиндукции, уже рассматривалось в [Л. 1].

В статье определяются взаимоиндуктивности отдельных секций якоря и трансформаторные э. д. с.

Распределение межламельных трансформаторных э. д. с. по окружности коллектора и взаимоиндуктивности секций по окружности якоря. При изменении потока главных полюсов во времени в секции обмотки якоря, определяемой координатой x (рис. 1), возникает трансформаторная э. д. с.

$$e_{tx} = w_c \frac{d\Phi_x}{dt}, \quad (1)$$

где w_c — число витков в секции (для большинства крупных машин $w_c=1$, поэтому далее обозначение w_c опускается);

Φ_x — магнитный поток, пронизывающий секцию, определяемую координатой x ;

x — координата, отсчитываемая от оси главного полюса до ближайшей стороны секции против вращения коллектора; выражена в долях от половины полюсной дуги $\frac{b_i}{2}$.

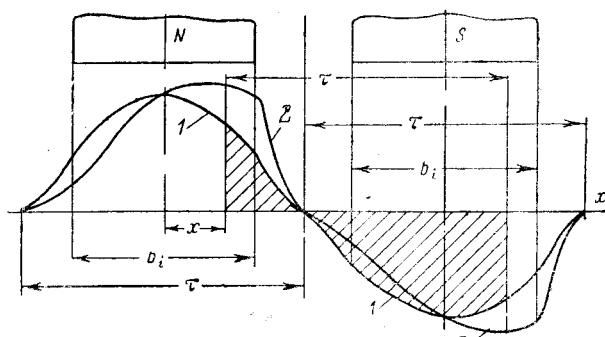


Рис. 1. Распределение индукции по полюсному делению в машине постоянного тока.
1 — $I_n = 0$; 2 — $I_n \neq 0$.

Направление этой э. д. с. определяется по закону Ленца, т. е. так, чтобы создаваемые ими токи препятствовали изменению магнитного потока.

Изменяющийся магнитный поток главных полюсов индуцирует в различных секциях якоря различные трансформаторные э. д. с. и тем большие, чем с большим магнитным потоком сцеплен тот или иной виток. Очевидно, что секции, находящиеся на нейтрали, в частности коммутируемые секции, будут иметь наибольшую трансформаторную э. д. с., а секции, расположенные под центрами главных полюсов, — минимальную.

Установим аналитические зависимости для взаимоиндуктивностей секций якоря и трансформаторных э. д. с. При $I_{\text{я}}=0$ распределение индукции по полюсному делению $f(x)$ будет иметь вид кривой 1 (рис. 1), которая для случая ненасыщенной магнитной цепи (а именно этот режим является характерным для переходных процессов) описывается зависимостью:

$$f(x) = \mu_0 \frac{F_{\text{г.п.}}}{\delta_x}, \quad (2)$$

где $\mu_0 = 4\pi 10^7$, Гн/м;

$F_{\text{г.п.}} = w_{\text{г}} I_{\mu}$ — н. с. главных полюсов, создающая поток Φ_x , а;

$w_{\text{г}}$ — число витков катушки главного полюса;

I_{μ} — ток намагничивания, а;

δ_x — величина воздушного зазора в точке x , приведенная к гладкому якорю, м.

Используя зависимость (2), определим согласно рис. 1 магнитный поток, пронизывающий секцию:

$$\Phi_x = b_i l_{\text{я}} \int_0^x f(x) dx, \quad (3)$$

где $l_{\text{я}}$ — длина якоря по оси, м.

При $I_{\text{я}} \neq 0$ распределение индукции по окружности якоря имеет вид кривой 2 (рис. 1) и при переходных режимах вследствие изменения тока в якоре индуцируется дополнительная э. д. с. самоиндукции, которая определяется отдельно [Л. 1].

Следовательно, для определения трансформаторных э. д. с. и взаимоиндуктивности секций якоря исходными являются формулы (1) — (3).

Если (2) и (3) подставить в (1), то получим:

$$e_{tx} = M_x \frac{dI_{\mu}}{dt}, \quad (4)$$

где

$$M_x = \mu_0 b_i l_{\text{я}} w_{\text{г}} \int_0^x \frac{dx}{\delta_x}. \quad (5)$$

Таким образом, видим, что в общем случае трансформаторная э. д. с. e_{tx} , являющаяся функцией времени t и координаты x , и взаимоиндуктивность секции M_x , зависящая только от x , достигают своей максимальной величины в точке $x=1$, когда ось витка совпадает с осью главных полюсов:

$$e_{tx} = \mu_0 b_i l_{\text{я}} w_{\text{г}} \frac{dI_{\mu}}{dt} \int_0^1 \frac{dx}{\delta_x} = M_{\text{max}} \frac{dI_{\mu}}{dt}; \quad (6)$$

$$M_{\text{max}} = \mu_0 b_i l_{\text{я}} w_{\text{г}} \int_0^1 \frac{dx}{\delta_x}. \quad (7)$$

Имея в виду, что

$$\int_0^1 \frac{dx}{\delta_x} = \frac{1}{\delta_{\text{п}}} \quad (8)$$

и учитывая с помощью коэффициента σ рассеяние поля главных полюсов, выражения (6) и (7) могут быть записаны в виде:

$$e_{tx} = \frac{U_{\text{г.п.}}}{\sigma w_{\text{г}}}; \quad (9)$$

$$M_{\text{max}} = \frac{\mu_0 b_i l_{\text{я}} w_{\text{г}}}{\delta_{\text{п}}}, \quad (10)$$

где $U_{\text{г.п.}}$ — напряжение на обмотке главного полюса, в;

$\delta_{\text{п}}$ — величина эффективного воздушного зазора, м.

Выражение, аналогичное (9), было получено в [Л. 2].

Из (9) следует, что максимальное значение трансформаторной э. д. с. при отсутствии рассеяния поля главных полюсов равно напряжению обмотки возбуждения, приходящемуся на один ее виток.

Для удобства последующего анализа введем понятие относительных величин трансформаторных э. д. с. и взаимоиндукции секции якоря:

$$\begin{aligned} e_{tx}^0 &= M_x^0 = \frac{e_{tx}}{e_{tx}^0} = \frac{M_x}{M_{\text{max}}} = \\ &= \delta_{\text{п}} \int_0^x \frac{dx}{\delta_x} = \frac{1}{\int_0^1 \frac{dx}{\delta_x}}. \end{aligned} \quad (11)$$

В практике расчетов и проектирования могут встретиться несколько типов воздушных зазоров [Л. 3 и 4]. Рассмотрим некоторые из них.

Равномерный воздушный зазор

$$\delta_{\text{п}} = \delta_{\text{п}} = \delta_{\text{к}} = \delta_{\text{п}} = \text{const.}$$

Здесь $\delta_{\text{п}}$ — зазор под центром полюса;

$\delta_{\text{к}}$ — зазор под краем полюса.

В этом случае формула (11) примет вид:

$$e_{tx}^0 = M_x^0 = x. \quad (12)$$

Линейный воздушный зазор описывается уравнением

$$\delta_x = \delta_{\text{п}} + (\delta_{\text{к}} - \delta_{\text{п}}) x.$$

В этом случае

$$\delta_x = \delta_{\text{п}} \frac{K_{\text{п}} - 1}{\ln K_{\text{п}}};$$

$$\int_0^x \frac{dx}{\delta_x} = \frac{\ln K_{\text{п}}}{\delta_{\text{п}} (K_{\text{п}} - 1)}.$$

Здесь и далее

$$K_{\text{п}} = \frac{\delta_{\text{к}}}{\delta_{\text{п}}}.$$

Выражение (8) примет вид:

$$e_{tx}^0 = M_x^0 = \frac{\ln [1 + (K_{\text{п}} - 1) x]}{\ln K_{\text{п}}}. \quad (13)$$

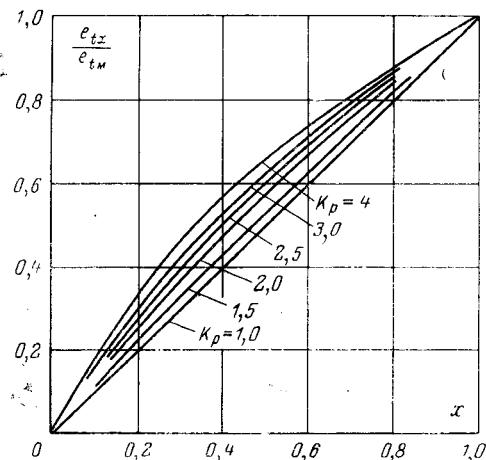


Рис. 2. Кривые изменения относительных величин трансформаторных э. д. с. e_{tx}^0 и взаимоиндуктивностей секций M_x^0 по длине полюсной дуги для различных воздушных зазоров.

Эксцентричный воздушный зазор

$$\delta_x = \delta_{\text{пп}} + (\delta_{\text{к}} - \delta_{\text{пп}}) x^2.$$

В этом случае

$$\int_0^x \frac{dx}{\delta_x} = \frac{\arctg \sqrt{K_p - 1} x}{\delta_{\text{пп}} \sqrt{K_p - 1}};$$

$$\delta_3 = \delta_{\text{пп}} \frac{\sqrt{K_p - 1}}{\arctg \sqrt{K_p - 1}}.$$

Выражение (8) примет вид:

$$e_{tx}^0 = M_x^0 = \frac{\arctg \sqrt{K_p - 1} x}{\arctg \sqrt{K_p - 1}}. \quad (14)$$

В общем случае, когда воздушный зазор δ_x описать простой аналитической формулой не удается, следует воспользоваться графическими методами [Л. 5].

Формулы (9), (10) и (11) позволяют сравнить кривые изменения $e_{tx}^0 = M_x^0$ по полюсному делению для различных видов зазоров. Для линейного и эксцентричного воздушных зазоров при одинаковых значениях K_p эти кривые практически совпадают между собой (рис. 2). Зависимость для $K_p = 1$ соответствует равномерному воздушному зазору.

При анализе потенциальных и коммутационных условий на коллекторах электрических машин постоянного тока возникает необходимость определения суммы однозначных трансформаторных э. д. с. Σe_{tx} в пределах от 0 до $\tau/2$ (здесь и далее τ — полюсное деление машины).

В пределах от 0 до $\tau/2$ зависимости e_{tx} для различных воздушных зазоров описываются формулами (9), (12) — (14), а в пределах $b_i/2 \div \tau/2$ величина межламельной трансформаторной э. д. с. практически постоянна и равна e_{tm} . Исходя из этого, получаем зависимость:

$$E_t = \sum_0^{\tau/2} e_{tx} = \frac{e_{tm} K}{4p} \left[\alpha \int_0^1 e_{tx}^0 dx + 1 - \alpha \right], \quad (15)$$

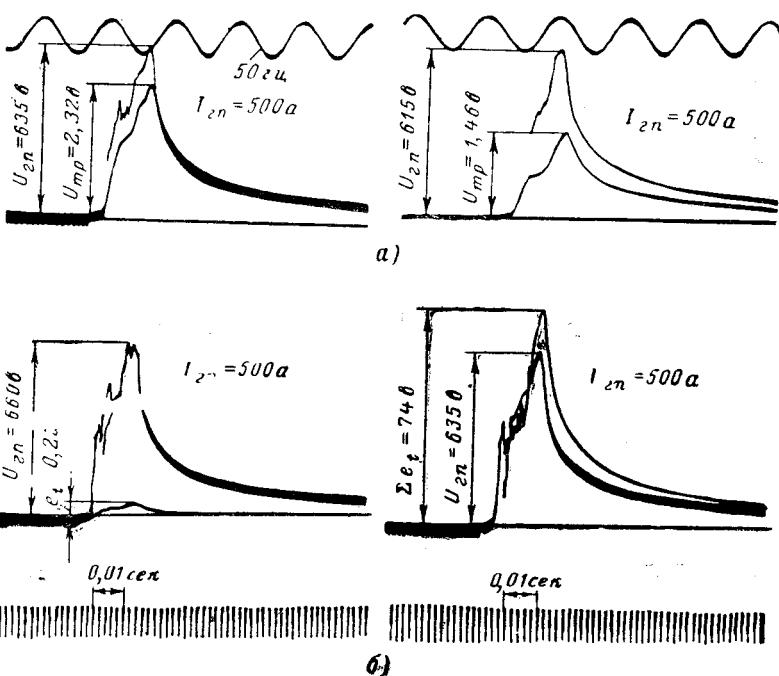


Рис. 3. Осциллограммы межламельных трансформаторных э. д. с.

где $\alpha = \frac{b_i}{\tau}$ — коэффициент полюсного перекрытия;
 p — число пар полюсов машины;
 K — число коллекторных пластин.

Используя вышеполученные зависимости (12) — (14), для различных форм воздушного зазора получаем:

для равномерного

$$E_{t, \text{р}} = \frac{e_{tm} K}{4p} \left(1 - \frac{\alpha}{2} \right); \quad (16)$$

для линейного

$$E_{t, \text{л}} = \frac{e_{tm} K}{4p} \left[1 - \alpha \left(\frac{1}{\ln K_p} - \frac{1}{K_p - 1} \right) \right]; \quad (17)$$

для эксцентричного

$$E_{t, \text{э}} = \frac{e_{tm} K}{4p} \left[1 - \alpha \frac{\ln K_p}{2 \sqrt{K_p - 1} \arctg \sqrt{K_p - 1}} \right]. \quad (18)$$

Экспериментальное исследование трансформаторных э. д. с. Опыты проводились на тяговых электродвигателях типа НБ-412 м. Для того чтобы избавиться от э. д. с. самоиндукции и вращения, напряжение и ток подавались только в обмотку возбуждения; якорь машины находился в состоянии покоя. Во время опытов включения и выключения тока возбуждения осциллографировались межламельные э. д. с., которые в данном случае являются «чисто» трансформаторными. Часть осциллограмм для отдельных пар соседних коллекторных пластин приводится на рис. 3.

Кривая распределения трансформаторных э. д. с., которая может быть построена на основании этих осциллограмм, хорошо согласуется с результатами расчетов.

Проводился и более простой опыт. Обмотка возбуждения подключалась к источнику синусо-

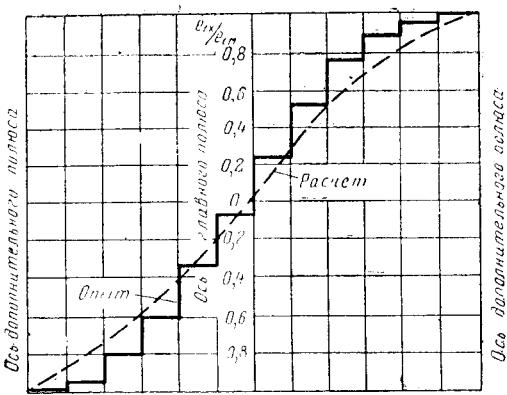


Рис. 4. Опытная и расчетная кривые изменения межламельных трансформаторных э. д. с. по длине полюсной дуги.

иального напряжения промышленной частоты. Межламельное напряжение в различных точках по окружности коллектора измерялось с помощью вольтметра переменного тока. Это напряжение будет являться трансформаторной э. д. с. Правомерность такого метода обосновывается схемой замещения тягового электродвигателя, где главный полюс представлен трансформатором с замкнутой на активное сопротивление вторичной обмоткой [Л. 6].

Результаты эксперимента сравниваются с результатами расчета по формулам (7) и (11).

Опытная кривая распределения трансформаторных э. д. с. между щетками различной полярности (ступенчатая кривая) при $U_{\text{г.п.}} = 110$ в показана на рис. 4. Здесь же приведена расчетная кривая, построенная по (11). Как видно из рисунка, результаты расчета хорошо согласуются с опытными.

Приложение. В качестве примера определим максимальную межламельную трансформаторную э. д. с. $e_{\text{тм}}$ и суммарную трансформаторную э. д. с. $E_{\text{т}}$ для электродвигателя типа НБ-412^м.

$$\text{Исходные данные: } K_p = \frac{\delta_k}{\delta_n} = \frac{1,7}{0,75} = 2,27;$$

$$\alpha = \frac{b_i}{\tau} = \frac{255}{387} = 0,66; K = 525; p = 3; w_r = 34;$$

$$\sigma = 1,2; U_{\text{г.п.}} = 635 \text{ в.}$$

Величину максимальной межламельной трансформаторной э. д. с. определяем по формуле (9):

$$e_{\text{тм}} = \frac{U_{\text{г.п.}}}{\sigma 2 p w_r} = \frac{635}{1,2 \cdot 6 \cdot 34} = 2,59 \text{ в.}$$

Опытная величина э. д. с., приведенная на осциллограмме (рис. 3) для $U_{\text{г.п.}} = 635$ в, составляет 2,32 в. Относительная ошибка равна 11,6%.

Воздушный зазор в электродвигателе типа НБ-412^м выполняется эксцентричным, поэтому суммарную трансформаторную э. д. с. определяем по формуле (18):

$$E_{\text{т.з}} = \frac{e_{\text{тм}} K}{4p} \left[1 - \alpha \frac{\ln K_p}{2 \sqrt{K_p - 1} \operatorname{arctg} \sqrt{K_p - 1}} \right] = 82 \text{ в.}$$

Опытная величина, приведенная на осциллограмме (рис. 3) для $U_{\text{г.п.}} = 635$ в, составляет 74 в. Относительная ошибка равна 10,8%.

Полученную точность следует считать приемлемой для практических расчетов, так как она находится в пределах точности экспериментальных измерений.

Принятые обозначения:

e_{tx} — текущее значение трансформаторной э. д. с. в момент t в секции, определяемой координатой x ;

e^{0}_{tx} — текущее значение трансформаторной э. д. с. (относительная величина), σ ;

M_x — взаимоиндуктивность секции якоря с координатой x , гн;

M_{max} — максимальное значение взаимоиндуктивности секции якоря, гн;

M^0_x — относительная величина взаимоиндуктивности секции, гн;

w_c — число витков в секции;

w_r — число витков катушки главного полюса;

F_x — магнитный поток, пронизывающий секцию, определяемую координатой x , вб;

$f(x)$ — функция распределения индукции по полюсному делению;

b_i — длина полюсной дуги, м;

l_n — осевая длина якоря, м;

δ_x — величина воздушного зазора в точке x , приведенная к гладкому якорю, м;

δ_a — величина эффективного воздушного зазора, м;

δ_c — зазор под центром полюса, м;

δ_k — зазор под краем полюса, м;

$K_p = \frac{\delta_k}{\delta_n}$ — коэффициент раскрытия воздушного зазора;

$F_{\text{г.п.}}$ — и. с. главных полюсов, а;

$U_{\text{г.п.}}$ — напряжение на обмотке главного полюса, в;

I_{μ} — ток намагничивания, а;

$I_{\text{я}}$ — ток якоря, а;

E_t — суммарная трансформаторная э. д. с.

Литература

1. Рунов Ю. А., Индуктивность якорной обмотки машины постоянного тока, «Электротехника», 1965, № 6.
2. Морозов Д. П., О трансформаторной э. д. с. при переходных процессах в машинах постоянного тока, «Электричество», 1936, № 6.
3. Добрянский Б. И. и Рунов Ю. А., О геометрии воздушного зазора тяговых электродвигателей, «Вестник электропромышленности», 1961, № 7.
4. Рунов Ю. А., Исследование магнитного поля машин постоянного тока, «Электромеханика», 1965, № 10.
5. Рунов Ю. А., Применение графического метода для исследования электрических машин постоянного тока, Труды ВНИИЖТ, вып. 286, Режимы работы электрооборудования электроподвижного состава переменного тока, изд-во «Транспорт», 1965.
6. Рюденберг Р., Переходные процессы в электрических системах, Изд-во иностр. лит., 1965.

[4.10.1967]



Моделирование неустановившихся нагревов клетки ротора асинхронного двигателя

Л. А. МЕДИНСКИЙ

СибНИЭТИ

Важным фактором, определяющим эксплуатационную надежность асинхронного короткозамкнутого двигателя, является тепловое состояние клетки ротора в пусковых режимах. Ее нагрев в совокупности с вытеснением тока в элементах клетки приводит к тому, что плотность потерь в отдельных точках ротора асинхронного двигателя большой мощности достигает $1000 \text{ вт}/\text{см}^3$, а скорость нарастания температуры может превышать $100^\circ \text{К}/\text{сек}$. Определение превышений температуры в этих режимах является обязательным условием правильного проектирования и эксплуатации двигателя.

Температурное поле в зубцовой зоне при соответствующих начальных и граничных условиях описывается уравнением теплопроводности:

$$\frac{\partial \theta}{\partial \tau} = a \Delta \theta + \varphi(x, y, z, \tau). \quad (1)$$

Тепловые потоки при пуске в осевом направлении малы: по данным экспериментов на электродвигателях АТД-800 и АТД-1600 градиент температуры в стержне в осевом направлении $0,3-0,7^\circ \text{К}/\text{см}$, в радиальном направлении по высоте стержня — более $50^\circ \text{К}/\text{см}$. Это дает возможность свести задачу к двухмерной, не внося при этом в расчет заметной погрешности.

В силу осевой симметрии фигур, образованных поперечным сечением стержня и зубца, можно утверждать, что тепловые потоки в направлении нормали к осям OaA и ObB (рис. 1) равны нулю [Л. 1]. Это обстоятельство также дает возможность при решении задачи ограничиться областью OAB .

Мощность, рассеиваемая с поверхности бочки ротора двигателя в указанных режимах невелика. В частности, для машин АТД-800 и АТД-1600 она не превышает $1-2 \text{ квт}$, в то время как потери в клетке достигают сотен киловатт. Таким образом, практически все тепло, выделяющееся в меди ротора, аккумулируется клеткой и сталью ротора.

На поверхности соприкосновения стержня и зубца возникает кондуктивный теплообмен. Для учета шероховатости стенки паза и неплотного прилегания можно ввести эквивалентный воздушный зазор между зубцом и стержнем, при котором будут иметь место такие же превышения температуры, что и в реальном случае. Начальные условия следует считать нулевыми не только для одиночного пуска, но и для повторных, поскольку выравнивание температурного поля в зубцовой зоне длится не более $30-90$ сек. Таким образом, при равенстве нулю частной производной $\frac{d\theta}{dn}$ по всему периметру области OAB выражение (1) для зубцовой зоны примет вид:

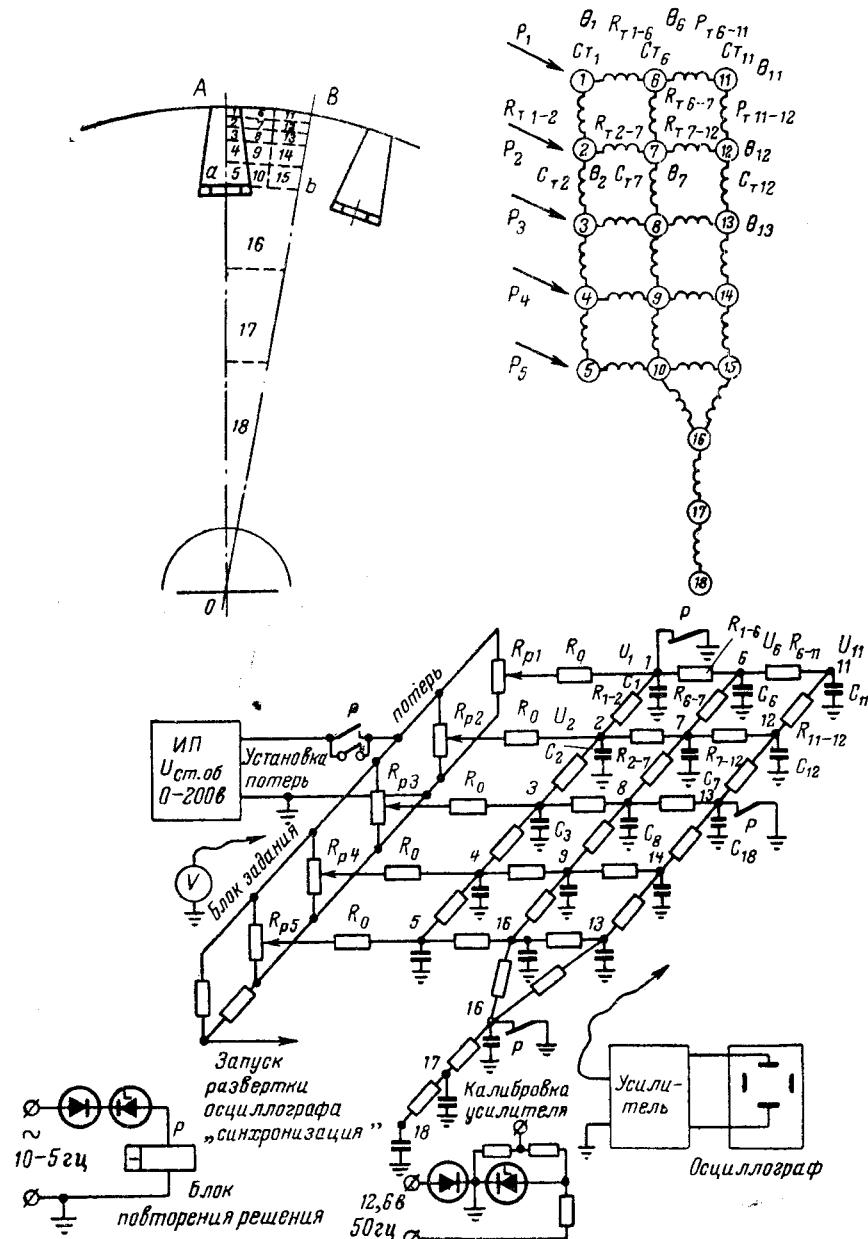


Рис. 1. Построение модели стержня.

$$\frac{\partial \theta}{\partial \tau} = a \left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \theta}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \theta}{\partial \varphi^2} \right) + \frac{p(r, \varphi, \tau)}{c\gamma}. \quad (2)$$

Пренебрегая теплоемкостью воздушной промежуточной слойки и тепловыми потоками вдоль зазора, для поверхности соприкосновения стержня и зубца можно записать:

$$\lambda_M \frac{\partial \theta_{M,R}}{\partial n} = \lambda_c \frac{\partial \theta_{c,R}}{\partial n} = \lambda_B \frac{\theta_{M,R} - \theta_{c,R}}{\delta_{e,n}}. \quad (3)$$

Теплообмен между короткозамыкающим кольцом и сталью ротора незначителен, тепловой поток вдоль продольной кольцевой оси кольца мал (по данным опытов $1 \div 3\%$ от потока в радиальном направлении), т. е. для кольца задачу также можно считать двухмерной. Поэтому при нулевых начальных условиях и равенстве нулю производной по всему периметру поперечного сечения кольца:

$$\frac{\partial \theta}{\partial \tau} = a \left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} \right) + \frac{p(x, y, \tau)}{c\gamma}. \quad (4)$$

Если кольца имеют хороший контакт со сталью, то надо учитывать и прилегающие к кольцу участки стали при граничных условиях 4-го рода на поверхности соприкосновения.

Точное решение краевых задач нестационарной теплопроводности при сложной конфигурации стержня и короткозамыкающего кольца, наличием вытеснения тока и изменении выделяющихся потерь во времени не представляется возможным. Большой объем вычислительной работы при использовании приближенных методов делает целесообразным применение цифровых или аналоговых вычислительных устройств. Простым и удобным является расчет методом прямых на сеточной RC модели.

Систему обыкновенных дифференциальных уравнений, аппроксимирующую уравнение теплопроводности, можно получить, составив уравнения теплового баланса для участков (рис. 1), на которые разбивается рассматриваемая область [Л. 2]:

Для электрической схемы, изображенной на рис. 1, зависимость между токами и напряжениями выражается системой уравнений:

Между соответствующими уравнениями систем (5) и (6) имеет место формальная аналогия и упомянутая электрическая схема может быть использована для приближенного решения краевой задачи (2) и (3). При этом напряжение i -го узла соответствует превышению температуры i -го участка; емкость C_i — теплоемкости участка C_{it} ; сопротив-

ление R_{i-n} — тепловому сопротивлению между участками i и n ; ток i_i — потерям на участке p_i .

Если по одному уравнению из систем (5) и (6) привести к безразмерному виду, то условием математического подобия процессов на оригинале и модели будет тождество полученных уравнений, которое имеет место при

$$\frac{\tau}{C_T R_T} = \frac{\tau'}{CR} \quad \text{and} \quad \frac{p\tau}{C_T \theta} = \frac{i\tau'}{Cu}. \quad (7)$$

Имея в виду, что $u = k_\theta \theta$; $i = k_p p$; $C = k_c C_t$; $R = k_R R_p$ и $\tau' = k_\tau \tau$, можно записать условие подобия в окончательном виде:

$$\frac{k_\tau}{k_R k_C} = 1 \quad \text{and} \quad \frac{k_p k_\tau}{k_C k_A} = 1. \quad (8)$$

Задаваясь тремя из пяти входящих в (8) масштабами, можно определить остальные.

При регистрации u_i с помощью электронного осциллографа удовлетворительные результаты получаются при $k_i = 10^{-3}$; $k_a = 0,1 \text{ в}^{\circ}\text{K}$; $k_p = 10^{-7} \text{ а/вт}$;

$$k_R = 10^6 \frac{\text{om} \cdot \text{bm}}{\text{K}^\circ}, \quad k_C = 10^{-9} \frac{\text{g}^\circ \text{K}}{\partial \mathcal{H}}.$$

В режиме короткого замыкания потери на участках разбиения стержня или кольца практически не изменяются во времени, поэтому моделирование этого режима не представляет особых трудностей, необходимо лишь обеспечить постоянство по величине токов i_i . Проще всего это достигается подключением узлов к источнику постоянного напряжения через сопротивления R_0 такой величины, чтобы время заряда схемы через эти сопротивления было намного больше времени протекания теплового процесса в масштабе модели.

Для получения устойчивой картины на экране осциллографа процесс решения периодически повторяется с помощью реле P (рис. 1), нормально замкнутые контакты которого обеспечивают разряд емкостей модели, а нормально разомкнутый контакт служит для подачи напряжения на блок питания и включения развертки осциллографа.

Внутренние граничные условия моделируются путем введения в сетку между соответствующими узлами дополнительных сопротивлений, соответствующих тепловому сопротивлению эквивалентного воздушного зазора между соседними участками оригинала. Величина зазора определяется по результатам моделирования режима, для которого имеются экспериментальные данные. Для дальнейших расчетов можно выбрать такой зазор, при котором полученные на модели кривые нагрева ближе всего совпадают с экспериментальными. В частности, для трапецидального стержня машин серии АТД величина эквивалентного воздушного зазора составляет $0,25 \div 0,35 \text{ мк}$.

Для моделирования нагревов при пуске необходимы генераторы функций, позволяющие получать токи, изменение которых во времени соответствовало бы изменению потерь на участке в процессе пуска. При отсутствии генераторов функций для определения реакции модели на произвольно изменяющиеся токи можно воспользоваться интегралом Диоамеля [Л. 3]. Если известна реакция $G_{i-l}(\tau)$ l -го

узла на подачу единичного импульса тока в узел i , то напряжение l -го узла в момент времени t при токах в узлах $i_l(\tau)$

$$u_l(t) = \sum_{i=1}^n \int_0^t i_l(\tau) G_{i-l}(t-\tau) d\tau. \quad (9)$$

Если известны реакции узлов $A_{i-l}(\tau)$ на единичные ступенчатые токи, то

$$u_l(t) = \sum_{i=1}^n i_l(0) A_{i-l}(t) + \\ + \sum_{i=1}^n \int_0^t \frac{di_l}{d\tau} A_{i-l}(t-\tau) d\tau. \quad (10)$$

Переходя от модели к оригиналу, можно записать:

$$\theta_l(t) = \frac{1}{k_b} \sum_{i=1}^n \int_0^t p_i(\tau) G_{i-l}(t-\tau) d\tau; \quad (11)$$

$$\theta_l(t) = \frac{1}{k_b} \sum_{i=1}^n p_i(0) A_{i-l}(t) + \\ + \frac{1}{k_b} \sum_{i=1}^n \int_0^t \frac{dp_i}{d\tau} A_{i-l}(t-\tau) d\tau. \quad (12)$$

Определение реакций G_{i-l} или A_{i-l} при сложной цепи — весьма трудоемкая задача. Гораздо проще сделать это непосредственно экспериментом на модели. Для определения реакции на единичный импульс тока емкость i -го узла отсоединяется от сети, заряжается до напряжения $u_i = \frac{1}{C_i}$, а затем

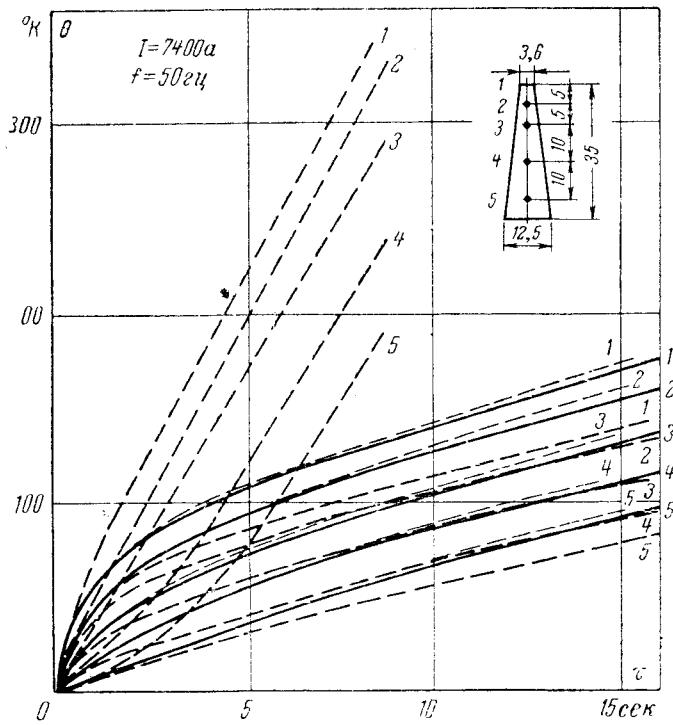


Рис. 2. Нагрев стержня двигателя АТД-80 в режиме короткого замыкания.

— расчет на модели; (верхнее семейство кривых — при отсутствии теплового контакта с зубцом; нижнее семейство — при идеальном контакте; среднее семейство — при $\delta_0p=0.3 \mu\text{m}$); — данные эксперимента на машине.

вновь подключается к сети. Момент подключения соответствует подаче единичного импульса тока в узел i . Реакции узлов определяются путем регистрации напряжений в этих узлах. Реакции $A_{i-l}(\tau)$ определяются аналогично, только в i -й узел подается единичный ступенчатый импульс тока. Как единичный, так и ступенчатый импульсы можно подать с помощью контактов реле P .

В том и другом случае на модели определяются реакции на импульсную функцию, а затем численным интегрированием по выражениям (11) или (12) вычисляются значения превышений температуры в требуемом узле. Оба варианта равнозначны, но схема для получения единичных ступенчатых функций проще.

Формула (11) по сути дела является интегральным представлением решения задачи нестационарной теплопроводности [Л. 4] с приближенным определением функций Грина на сеточной модели.

Надо отметить, что при определении на модели реакций вовсе нет необходимости использовать именно единичную функцию, гораздо удобней подавать импульсную или ступенчатую функцию такой величины, чтобы получить при регистрации достаточно отклонения, с последующим приведением к единичной функции. Точно так же при моделировании нагрева в заторможенном состоянии или с генераторами функций при пуске можно пропорционально изменять все токи, подаваемые в узлы, с тем чтобы получить удобный масштаб при записи, а затем пересчитать по заданным токам.

Из (12) видно, что первый член правой части представляет собой превышение температуры l -го участка в процессе нагрева при постоянных и равных начальных потерях; второй член правой части — превышение температуры при изменении потерь по закону $p_i(\tau) - p_i(0)$. Иначе говоря, температурное поле в процессе пуска можно получить наложением температурного поля при постоянных потерях $p(x, y, 0)$ на поле при потерях $p(x, y, \tau) = p(x, y, 0)$, что в ряде случаев открывает дополнительные возможности для моделирования процесса нагрева при пуске. Так, расчеты показывают, что во многих случаях потери при пуске изменяются по линейному закону вида $a(x, y) - b(x, y)\tau$, т. е. $p(\tau) - p(0) = -b\tau$. Получить ток такой формы не представляет труда (можно использовать генератор развертки любого электронного осциллографа).

Погрешности при моделировании неустановившихся тепловых процессов, помимо погрешности самого метода, связанной с переходом от непрерывного температурного поля к дискретному, могут быть следствием отклонения величин элементов модели от полученных по расчету, неточности задания токов, утечек в конденсаторах и изоляции, ма-

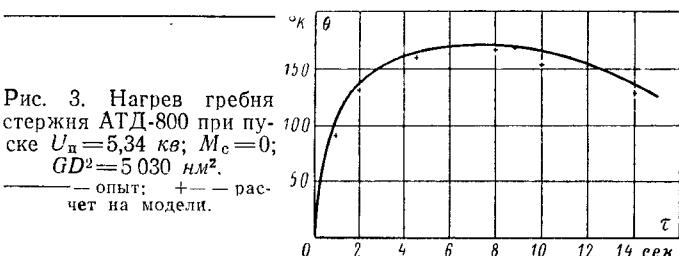


Рис. 3. Нагрев гребня стержня АТД-800 при пуске $U_n=5.34 \text{ кВ}$; $M_c=0$; $GD^2=5030 \text{ нм}^2$.

— опыт; — расчет на модели.

лого входного сопротивления регистрирующего устройства и погрешности регистрации.

Применив неравномерное разбиение (уменьшение шага сетки по мере повышения плотности потерь), можно снизить погрешность самого метода, не увеличивая числа участков, на которое разбита расчетная область. Выбор оптимального варианта разбиения затруднителен. Для практического применения можно рекомендовать такое разбиение, при котором произведение средней по участку плотности потерь (для случая наиболее неравномерного их распределения) на шаг отличалось бы не более чем в 2—3 раза при общем количестве участков для стержня 15÷20 и для короткозамыкающего кольца 12÷16. Аналитическая и опытная проверки показывают, что при таком разбиении погрешность метода в момент достижения наибольших температур не превышает 2÷6%.

Прочие погрешности можно снизить до допустимого уровня подгонкой величин элементов модели, повышением точности установки токов, применением конденсаторов с малой утечкой, увеличением входного сопротивления регистрирующего устройства и калибровкой его непосредственно перед каждым измерением. Применение указанных мер позволило при моделировании нестационарных нагревов клетки ротора электродвигателей серии АТД получить результаты с максимальной суммар-

ной погрешностью, не превышающей 5÷8%, что достаточно для большинства практических целей.

На рис. 2 и 3 приведены результаты расчета нагрева стержня ротора двигателя АТД-800 в режиме короткого замыкания и при пуске. Там же для сравнения нанесены кривые, полученные экспериментально. Как видно из рисунков, расчет на модели дает результаты, близко совпадающие с экспериментальными данными.

Принятые обозначения:

a, c, γ, λ — удельная температуропроводность, теплоемкость, плотность, теплопроводность;

C_t и R_t — теплоемкость и тепловое сопротивление; $r(x, y, z, t)$ — функция распределения потерь в элементах клетки;

$\delta_{\text{экв}}$ — толщина эквивалентного воздушного зазора в направлении нормали к поверхности соприкосновения;

θ — превышение температуры (индексы: c — стали, m — меди, g — в точках, прилегающих к границе).

Литература

- Лыков А. В., Теория теплопроводности, Гостехиздат, 1952.
- Волынский Б. А. и Бухман В. Е., Модели для решения краевых задач, Физматгиз, 1960.
- Шимони К., Теоретическая электротехника, изд-во «Мир», 1964.
- Положий Г. Н., Уравнения математической физики, изд-во «Высшая школа», 1964.

[14.2.1967]



УДК 621.313.1.001.24

Метод расчета токов и потерь в проводящих слоях, расположенных в бегущем или вращающемся магнитном поле

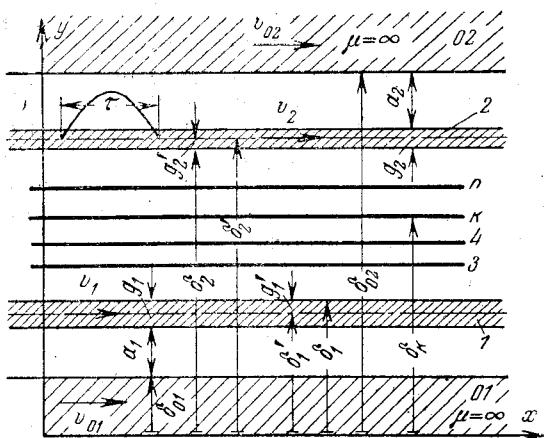
А. В. ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ
Московский энергетический институт

При исследовании электромагнитного поля в электрических машинах часто возникает необходимость в определении токов, индуцированных вращающимся или бегущим магнитным полем в проводящих немагнитных слоях. К этому сводится, например, нахождение индуцированных токов в проводящем роторе в виде полого цилиндра или в проводящем слое, покрывающем поверхность сердечника статора или ротора электрической машины. Эту же задачу требуется решить, оценивая влияние проводящих конструктивных частей на поле электрической машины (например, проводящей станины на поле в ярме магнитного сердечника или проводящих щитов на поле лобовых частей и т. д.). Несмотря на то, что сформулированная задача может быть решена с помощью известных методов теории поля [Л. 1], ее решение даже при сравнительно простых граничных условиях (например, для плоскопараллельного поля в плоском немагнитном промежутке, в котором имеются проводящий слой и поверхностный ток, возбуждающий бегущее поле) получается настолько громоздким

[Л. 2 и 3], что его использование в инженерных расчетах становится практически невозможным. Только в некоторых частных случаях это решение удалось упростить, приняв те или иные допущения.

Так, в работе Е. М. Лопухиной [Л. 2] это сделано для ротора в виде полого цилиндра с толщиной $g \ll \Delta < \Delta'$, где $\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \lambda \mu_0}}$ — глубина проникновения плоской волны в проводящее полупространство из материала слоя, $\Delta' = \frac{\tau}{\pi}$ — глубина проникновения бегущего поля в вакууме.

В настоящей статье предлагается метод решения задач рассматриваемого типа, пригодный при любых соотношениях между величинами Δ , Δ' и g . При этом решение задачи методами теории поля сводится к элементарным расчетам с помощью формул, включающих в себя интегральные параметры проводящих слоев. Метод пригоден для определения токов и потерь в бесконечно протяженных по оси z плоских (рис. 1) или коаксиальных



цилиндрических (рис. 2) проводящих слоях 1 и 2, имеющих соответственно постоянные толщины g_1 и g_2 , проводимости λ_1 и λ_2 и магнитную проницаемость μ_0 . Проводящие слои располагаются в немагнитном пространстве между двумя плоскими или коаксиальными цилиндрическими поверхностями ферромагнитных тел 01 и 02, магнитная проницаемость которых считается бесконечно большой. Между слоями 1 и 2 размещаются одна или несколько плоских или коаксиальных цилиндрических поверхностей 3, 4, 5, ..., k , ..., n с токами, направленными по оси z . В неподвижной системе координат заданные плотности тока на этих поверхностях изменяются по законам:

$$Q_{zh} \cos(\omega t \pm ax - \varphi_h)$$

— в плоской задаче и

$$Q_{zh} \cos(\omega t \pm py - \varphi_h)$$

— в цилиндрической задаче.

Здесь

$$a = \frac{\pi}{\alpha};$$

p — число пространственных периодов тока на цилиндрической поверхности. Знак минус соответствует прямому полю, плюс — обратному.

Скорость поля, образованного заданными поверхностными токами, по отношению к неподвижной системе координат в плоской задаче равна $v_0 = \frac{\omega}{\alpha}$, а в цилиндрической составляет $\Omega_0 = \frac{\omega}{p}$.

В той же системе координат слои 1 и 2 перемещаются соответственно со скоростями v_1 (или Ω_1) и v_2 (или Ω_2), в общем случае отличающимися от скорости перемещения поля.

Плоские слои. Сущность предлагаемого метода поясним сначала для случая плоских проводящих слоев и поверхностей. В [Л. 4] показано, что при заданных толщинах слоя g и расстояниях a до ферромагнитного тела величина и фаза плотности тока в проводящем слое однозначно определяются нормальной составляющей напряженности поля $H_{y\Sigma}$ на поверхности слоя, через которую в слой поступает энергия. При определении собственного магнитного поля слоя последний может быть замещен

эквивалентным поверхностным током с плотностью

$$I_z = Y_m H_{y\Sigma}, \quad (1)$$

где

$$Y_m = y_m e^{i(\pi - \phi)}; \quad y_m = \frac{\omega \lambda \mu_0 g c_i}{\alpha}.$$

Поверхность, по которой протекает ток I_z , должна быть размещена в слое на расстоянии g' от поверхности, через которую в слой поступает энергия. Потери в слое на единицу его поверхности также выражаются через напряженность $H_{y\Sigma}$:

$$P = \frac{\omega^2 \lambda \mu_0 g c_p H_{y\Sigma}^2 (m)}{2 \alpha^2}.$$

Интегральные параметры слоя, коэффициент потерь c_p , коэффициент тока слоя c_i , фазный угол ϕ эквивалентного поверхностного тока и отношение $\frac{g'}{g}$ найдены в [Л. 4 и 5], как функции величин $\eta = \frac{g}{\Delta}$ и $\sigma = \frac{g}{\Delta'}$, имеющих смысл критериев подобия для явлений в слое.

Характеристики этих интегральных параметров в двух предельных случаях, когда ферромагнитное тело примыкает к слою ($a=0$) и когда это тело удалено в бесконечность ($a=\infty$), представлены на рис. 3—6. Если $a < 0,15\tau$, интегральные параметры слоя ближе к параметрам слоя при $a=0$; если $a > 0,15\tau$ — они ближе к параметрам слоя при $a=\infty$. Обозначим: ζ_0 — интегральный параметр слоя при $a=0$, ζ_∞ — при $a=\infty$, ζ — при произвольном a . Тогда интегральный параметр слоя при произвольном a можно определить по приближенным формулам:

$$\zeta = \frac{3\zeta_0 + \zeta_\infty}{4} \text{ при } a < 0,15\tau;$$

$$\zeta = \frac{\zeta_0 + 3\zeta_\infty}{4} \text{ при } a > 0,15\tau.$$

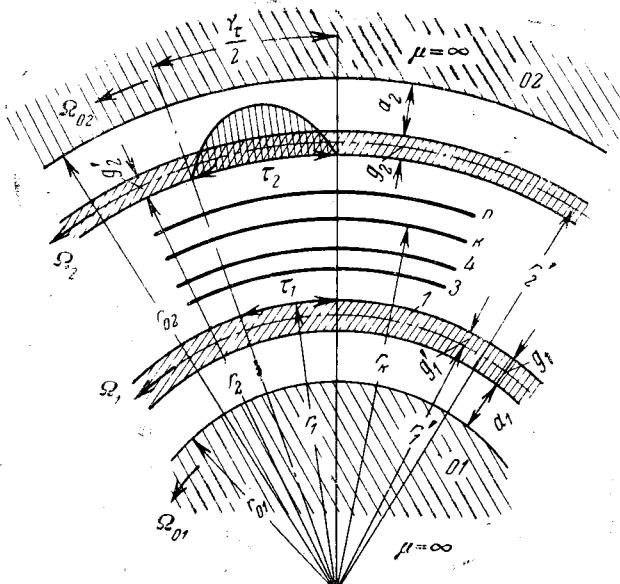


Рис. 2.

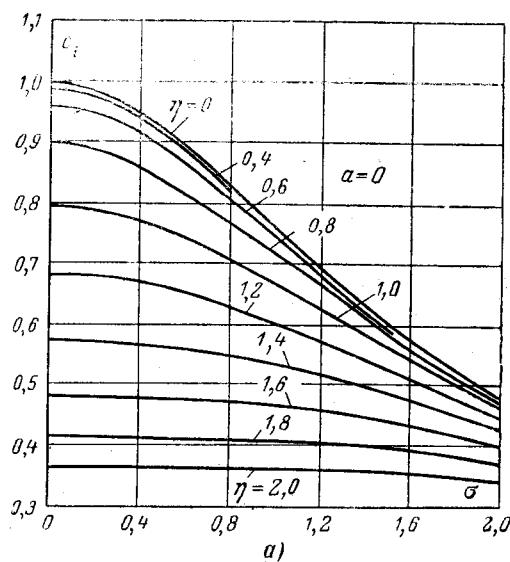


Рис. 3.а.

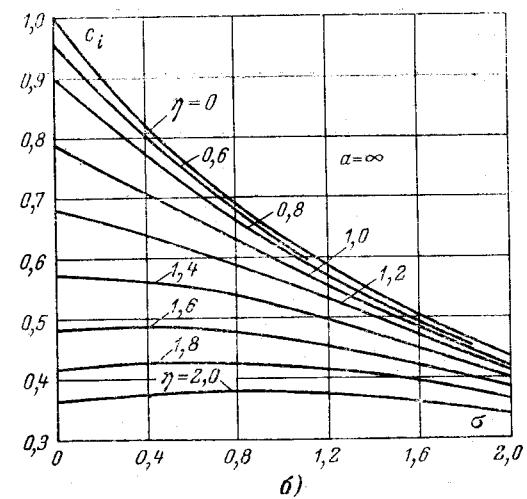


Рис. 3.б.

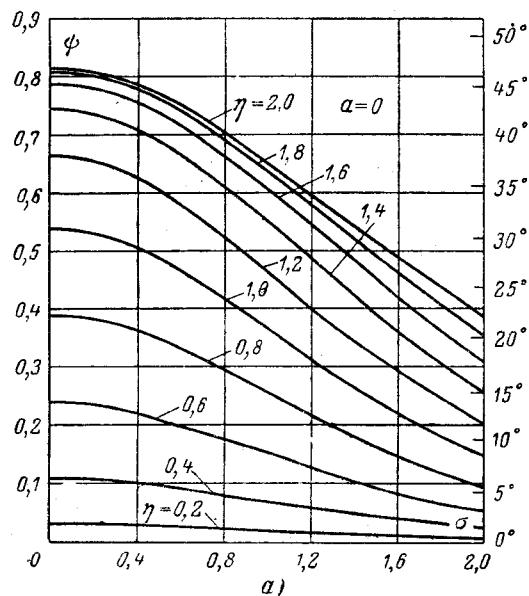


Рис. 4.а.

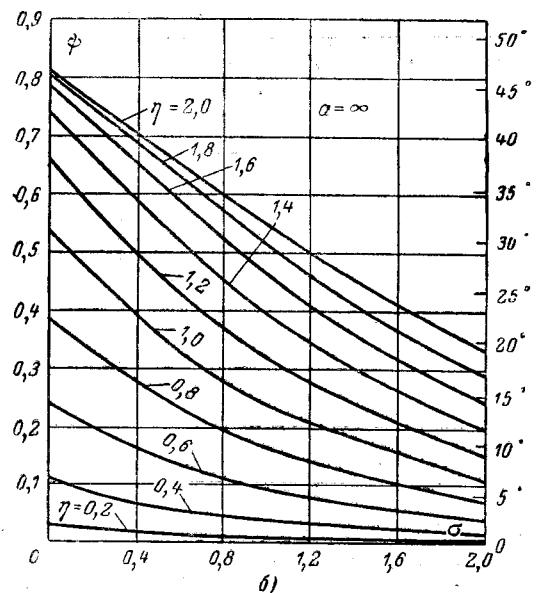


Рис. 4.б.

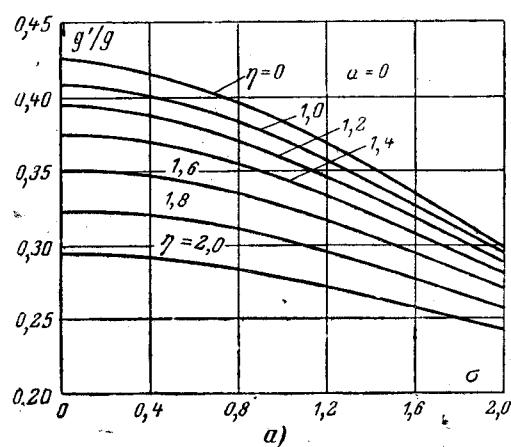


Рис. 5.а.

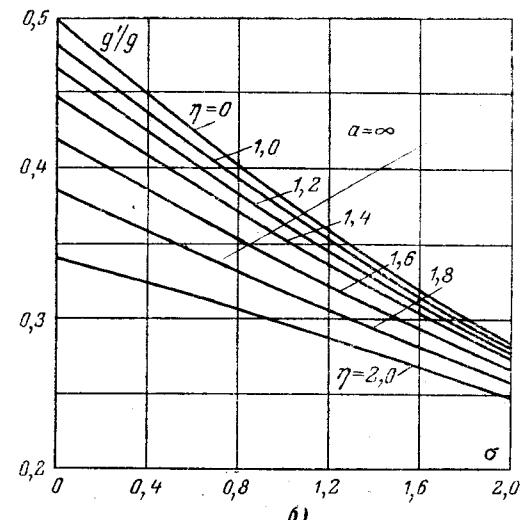


Рис. 5.б.

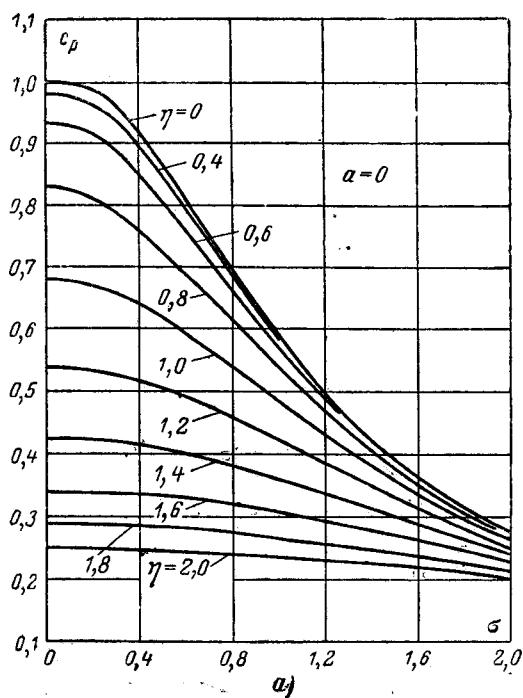


Рис. 6.а.

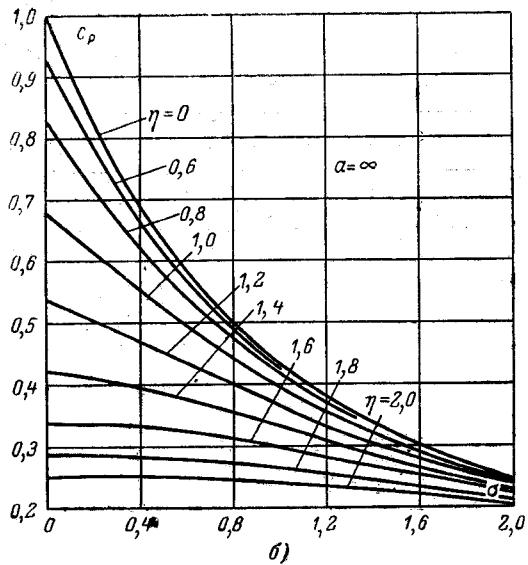


Рис. 6.б.

При этом абсолютная величина ошибки в интегральном параметре определяется неравенством

$$|\Delta \zeta| \leq \left| \frac{\zeta_0 - \zeta_\infty}{4} \right|.$$

Уравнение (1) может быть распространено и на перемещающиеся слои. В неподвижной системе координат поверхностные токи, замещающие перемещающиеся слои 1 и 2, выражаются следующим образом:

$$I_{z1} = Y_{M1} \dot{H}_{y1\Sigma}, \quad I_{z2} = Y_{M2} \dot{H}_{y2\Sigma}, \quad (2)$$

где

$$Y_{M1} = y_{M1} e^{j(\pi - \phi_1)}; \quad Y_{M2} = y_{M2} e^{j(\pi - \phi_2)}; \\ y_{M1} = \frac{\omega_1 \lambda_1 \mu_0 g_1 c_{M1}}{\alpha}; \quad y_{M2} = \frac{\omega_2 \lambda_2 \mu_0 g_2 c_{M2}}{\alpha}.$$

При этом величины для области перед слоем c_{i1} , ϕ_1 , c_{i2} , ϕ_2 и расстояния g'_1 и g'_2 при соответствующих частотах скольжения в слоях определяются из равенств:

$$\omega_1 = s_1 \omega, \quad \omega_2 = s_2 \omega,$$

где

$$s_1 = \frac{v_0 - v_1}{v_0}; \quad s_2 = \frac{v_0 - v_2}{v_0}.$$

Заданные поверхностные токи представляются в комплексной форме

$$I_{zh} = Q_{zh} e^{j(\pm \alpha x + \varphi_h)},$$

где нижний знак относится к прямому полю, верхний — к обратному.

Комплексный вектор-потенциал поверхностного тока \dot{I}_{zh} , расположенного на расстоянии δ_h от поверхности $y=0$ при $h \neq 1,2$ и на расстояниях $\delta'_1 = \delta_1 - g'_1$ и $\delta'_2 = \delta_2 + g'_2$ для слоев 1 и 2, также выражается в комплексной форме:

$$\dot{A}_h = \frac{\mu_0 f_h(y)}{\alpha} I_{zh}.$$

Как показано в [Л. 6],

$$f_h(y) = \frac{\cosh \alpha (\delta_{02} - \delta_h) \cosh \alpha (y - \delta_{01})}{\sinh \alpha (\delta_{02} - \delta_{01})} \text{ при } y < \delta_h$$

и

$$f_h(y) = \frac{\cosh \alpha (\delta_h - \delta_{01}) \cosh \alpha (\delta_{02} - y)}{\sinh \alpha (\delta_{02} - \delta_{01})} \text{ при } y > \delta_h.$$

При определении $f_1(y)$ нужно считать $\delta_h = \delta'_1$, а при определении $f_2(y)$ — принимать $\delta_h = \delta'_2$.

Нормальная составляющая напряженности магнитного поля от поверхностного тока I_{zh} на поверхности $y = \text{const}$ равна:

$$\dot{H}_{y_h} = - \frac{\partial \dot{A}_h}{\partial x} = - \frac{f_h(y)}{\alpha} \left(\frac{\partial I_{zh}}{\partial x} \right) = \pm j f_h(y) I_{zh}. \quad (3)$$

Нормальная составляющая напряженности поля на поверхности проводящего слоя 1 (при $y = \delta_1$) от поверхностного тока I_{zh} определяется выражением

$$\dot{H}_{y_{h1}} = P_{h1} I_{zh}, \quad (4)$$

где

$$P_{h1} = - \frac{f_h(\delta_1)}{\alpha I_{zh}} \left(\frac{\partial I_{zh}}{\partial x} \right) = \pm j f_h(\delta_1).$$

Нормальная составляющая напряженности поля на поверхности проводящего слоя (при $y = \delta_2$) от поверхностного тока равна:

$$\dot{H}_{y_{h2}} = P_{h2} I_{zh}, \quad (5)$$

где

$$P_{h2} = - \frac{f_h(\delta_2)}{\alpha I_{zh}} \left(\frac{\partial I_{zh}}{\partial x} \right) = \pm j f_h(\delta_2).$$

Напряженность поля на поверхности слоя 1 (при $y = \delta_1$) равна сумме напряженностей от заданных поверхностных токов (3, 4, ..., n) и неизвестных токов в слоях 1 и 2:

$$\dot{H}_{y1\Sigma} = P_{11} I_{z1} + P_{21} I_{z2} + \sum_{k=3}^n P_{hk} I_{zh}. \quad (6)$$

Напряженность поля на поверхности слоя 2 (при $y = \delta_2$) составляет:

$$\dot{H}_{y2\Sigma} = P_{12} \dot{I}_{z1} + P_{22} \dot{I}_{z2} + \sum_{k=3}^n P_{k2} \dot{I}_{zk}. \quad (7)$$

Неизвестные токи могут быть определены из уравнений (2), (6) и (7):

$$\dot{I}_{z1} = \frac{Y_{M1}(1 - Y_{M2}P_{22}) \sum_{k=3}^n \dot{I}_{k2} P_{k1} + Y_{M1}Y_{M2}P_{21} \sum_{k=3}^n \dot{I}_{k2} P_{k2}}{(1 - Y_{M1}P_{11})(1 - Y_{M2}P_{22}) - Y_{M1}Y_{M2}P_{12}P_{21}}. \quad (8)$$

Уравнение для тока \dot{I}_{z2} получается из уравнения (8) круговой заменой индексов. Если один из проводящих слоев отсутствует, например, отсутствует слой 2, то в уравнении (8) следует положить $Y_{M2} = 0$. После определения токов \dot{I}_{z1} и \dot{I}_{z2} напряженности поля на поверхностях слоев $\dot{H}_{y1\Sigma}$ и $\dot{H}_{y2\Sigma}$ рассчитываются с помощью уравнений (6), (7) или (2). В случае необходимости напряженность поля может быть определена в любых точках области; при этом придется найти сумму напряженностей от заданных и определенных поверхностных токов по уравнениям типа (3). Потери в проводящем слое на единицу поверхности, например, в слое 1 определяются по уравнению:

$$P_1 = \frac{\omega_1 \lambda_1 \mu_0 H_{1\Sigma}^2 (M) g_1 c_{p1}}{2a^2}, \quad (9)$$

где $H_{1\Sigma} (M)$ — амплитуда нормальной составляющей напряженности поля на поверхности слоя 1.

Определение токов и потерь в плоских и проводящих слоях и ферромагнитных телах описанным приближенным методом значительно проще, чем при строгом решении задачи. При этом, как следует из [Л. 5], погрешности во всех случаях получаются незначительными, а при $a = 0$ или $a = \infty$ вообще отсутствуют.

Цилиндрические коаксиальные слои. При определении токов и потерь в цилиндрических коаксиальных слоях преимущества метода оказываются особенно существенными, так как строгое решение в этом случае оказывается еще более громоздким, чем при плоских слоях. Возможность распространения на цилиндрические слои критериальных характеристик для плоских слоев доказана в [Л. 7]. Амплитуда и фаза плотности поверхностных токов \dot{I}_{z1} и \dot{I}_{z2} , замещающих слои 1 и 2 при определении собственных магнитных полей слоев, а также расстояния g'_1 и g'_2 до этих токов от поверхностей, через которые в слои поступает энергия, могут считаться равными соответствующим величинам для сходственных плоских слоев. Сходственные плоские слои (рис. 1) должны иметь такие же полюсные деления (τ_1 или τ_2), такие же толщины (g_1 или g_2), такие же расстояния (a_1 или a_2) до тел с бесконечно большой магнитной проницаемостью, расположенных за слоем, такие же круговые частоты (ω_1 или ω_2) и такие же электропроводности (λ_1 или λ_2), как цилиндрические слои 1 или 2 (рис. 2). При этом для слоев 1 и 2 будут различными глубины проникновения

$$\Delta_1 = \sqrt{\frac{2}{\omega_1 \lambda_1 \mu_0}}, \quad \Delta_2 = \sqrt{\frac{2}{\omega_2 \lambda_2 \mu_0}},$$

$$\Delta'_1 = \frac{1}{\alpha_1} = \frac{\tau_1}{\pi}, \quad \Delta'_2 = \frac{1}{\alpha_2} = \frac{\tau_2}{\pi},$$

а также критериальные параметры

$$\eta_1 = \frac{g_1}{\Delta_1};$$

$$\eta_2 = \frac{g_2}{\Delta_2}, \quad \sigma_1 = \frac{g_1}{\Delta'_1}, \quad \sigma_2 = \frac{g_2}{\Delta'_2}.$$

Относительные погрешности в определении потерь в слое и напряженности собственного поля слоя не превосходят 5%, если соблюдаются соотношения, указанные в таблице.

$\sigma_1; \sigma_2$	1,0	0,7	0,5	0,2	0,1
p не менее	20	10	5	2	1

Поверхностные токи, замещающие перемещающиеся цилиндрические слои 1 и 2, будут равны:

$$\dot{I}_{z1} = Y_{M1} H_{r1\Sigma}, \quad \dot{I}_{z2} = Y_{M2} H_{r2\Sigma}, \quad (10)$$

где

$$Y_{M1} = y_{M1} e^{j(\pi - \phi_1)}, \quad Y_{M2} = y_{M2} e^{j(\pi - \phi_2)},$$

$$y_{M1} = \frac{\omega_1 \lambda_1 \mu_0 g_1 c_{p1}}{\alpha_1}, \quad y_{M2} = \frac{\omega_2 \lambda_2 \mu_0 g_2 c_{p2}}{\alpha_2};$$

$$\omega_1 = s_1 \omega, \quad \omega_2 = s_2 \omega.$$

Скольжения определяются по разности угловых скоростей слоев и врачающегося поля:

$$s_1 = \frac{\Omega_0 - \Omega_1}{\Omega_0}, \quad s_2 = \frac{\Omega_0 - \Omega_2}{\Omega_0}.$$

Ток

$$\dot{I}_{zk} = Q_{zk} e^{j(\pm \rho \tau + \varphi_k)},$$

на поверхности с радиусом r_k обусловливает радиальную составляющую напряженности магнитного поля на поверхности с радиусом r :

$$\dot{H}_{zk} = \left[\frac{f_k(r)}{p \dot{I}_{zk}} \left(\frac{\partial \dot{I}_{zk}}{\partial \tau} \right) \right] = \pm j f_k(r) \dot{I}_{zk}. \quad (11)$$

Здесь знак минус соответствует прямому врачающемуся полю, а знак плюс — обратному полю.

Как показано в [Л. 6]

$$f_k(r) = \frac{(r_k^{2p} + r_{02}^{2p})(r^{2p} + r_{01}^{2p})}{2r_k^{p-1} r^{p+1} (r_{02}^{2p} - r_{01}^{2p})} \quad \text{при } r < r_k,$$

и

$$f_k(r) = \frac{(r_k^{2p} + r_{01}^{2p})(r^{2p} + r_{02}^{2p})}{2r_k^{p-1} r^{p+1} (r_{02}^{2p} - r_{01}^{2p})} \quad \text{при } r > r_k.$$

При определении $f_1(r)$ нужно принимать $r_k = r'_1$, а при определении $f_2(r)$ — считать $r_k = r'_2$.

Нормальная составляющая напряженности поля от поверхностного тока \dot{I}_{zk} на поверхности слоя 1 (при $r = r_1$) равна:

$$\dot{H}_{r1} = P_{k1} \dot{I}_{z1}, \quad (12)$$

где

$$P_{k1} = \frac{f_k(r_1)}{pl_{zk}} \left(\frac{\partial I_{zk}}{\partial \gamma} \right) = \pm j f_k(r_1).$$

Уравнение для напряженности поля на поверхности слоя 2 (на поверхности с радиусом r_2) от тока I_{zk} получается из (12) заменой индекса 1 на 2. Уравнения для нормальных составляющих напряженности поля $\dot{H}_{r1\Sigma}$ и $\dot{H}_{r2\Sigma}$ на поверхностях слоев с радиусами r_1 и r_2 отличаются от уравнений (6) и (7) только тем, что индекс y при нормальной составляющей напряженности заменяется на индекс r . Поверхностные токи I_{z1} и I_{z2} , заменяющие проводящие слои, определяются по уравнению (8). Потери в слоях рассчитываются с помощью уравнения

$$P_k = \frac{\omega_k \lambda_k \mu_0 H_{k\Sigma(m)}^2 g_k c_{P(k)}}{2a_k^2}, \quad (13)$$

где $k = 1$ или 2 ;

$H_{k\Sigma(m)}$ — амплитуда радиальной составляющей напряженности на поверхности k -го слоя; $c_P(k)$ — коэффициент потерь для k -го слоя.

Пример расчета. Дано: $\delta_{01}=0$; $\delta_{02}=8 \cdot 10^{-3}$ м; $g_2=5 \cdot 10^{-3}$ м; $g_1=0$; $\lambda_2=4 \cdot 10^7$ м/ом; $a_2=0$; $\delta_2=3 \cdot 10^{-3}$ м; $I_{z2}=5000$ а/м; $\delta_3=0$; $\tau=0,170$ м; $\omega_2=2510$ 1/сек.

Требуется определить результатирующую напряженность $\dot{H}_{2\Sigma}$ на поверхности слоя 2 ($y=\delta_2$) и потери P_2 на единицу поверхности слоя.

Расчет выполняется в следующей последовательности:

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau} = \frac{3,14}{0,170} = 184 \text{ 1/м};$$

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega_2 \lambda_2 \mu_0}} = 3,98 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$$\Delta' = \frac{\tau_2}{\pi} = 54,1 \cdot 10^{-3} \text{ м}; \sigma = \frac{g_2}{\Delta'} = 0,0922;$$

$$\eta = \frac{g_2}{\Delta} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{3,982 \cdot 10^{-3}} = 1,25;$$

$$c_{42} = 0,68 \text{ (по рис. 3); } \phi_2 = 38^\circ \text{ (по рис. 4);}$$

$$\frac{g'_2}{g_2} = 0,39 \text{ (по рис. 5); } c_{P2} = 0,53 \text{ (по рис. 6);}$$

$$g'_2 = 0,39 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 1,95 \cdot 10^{-3} \text{ м;}$$

$$\delta'_2 = \delta_2 + g'_2 = (3 + 1,95) \cdot 10^{-3} = 4,95 \cdot 10^{-3} \text{ м;}$$



Книги издательства «Энергия», 1968 г.

Библиотека по автоматике

Каган В. Г. и др. **Нелинейные системы с тиристорами.** Под ред. М. Г. Чиликина. (Электроприводы с полупроводниковым управлением). 96 с. Вып. 285. 34 к.

Лебедев М. Д. **Состояние и развитие автоматических систем контроля.** 80 с. Вып. 286. 28 к.

Середенин В. И. **Измерительные устройства с высокотемпературными трансформаторными датчиками перемещения.** 80 с. Вып. 276. 28 к.

Серьевцов А. Н. и Цапенко М. П. **Методы уменьшения влияния помех в термометрических цепях.** 72 с. Вып. 282. 22 к.

$$Y_{M2} = \frac{\omega_2 \lambda_2 \mu_0 g_2 c_{42}}{\alpha} e^{j(180^\circ - \phi_2)} = 23,2 e^{j142^\circ};$$

$$P_{22} = \frac{\sinh \alpha \delta'_2 \sinh \alpha g_2}{\sinh \alpha \delta_{02}} e^{j90^\circ} = 7,09 e^{j90^\circ};$$

$$P_{32} = \frac{\sinh \alpha \delta_3 \sinh \alpha g_2}{\sinh \alpha \delta_{02}} e^{j90^\circ} = 7,06 e^{j90^\circ};$$

$$I_{z2} = \frac{Y_{M2} P_{32} I_{z3}}{1 - Y_{M2} P_{22}} = 4961 e^{j(180^\circ + 15^\circ)};$$

$$\dot{H}_{y\Sigma(y=\delta_2)} = \frac{I_{z2}}{Y_{M2}} 213,4 e^{j(38^\circ + 15^\circ)};$$

$$P_2 = \frac{\omega_2^2 \lambda_2 \mu_0 \dot{H}_{2\Sigma(m)} g_2 c_{P2}}{2\alpha^2} = 70,3 \text{ вт/м}^2.$$

Литература

1. Гринберг Г. А., Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений, Изд-во АН СССР, 1948.

2. Лопухина Е. М., Аналитическое исследование асинхронного двигателя с ротором в виде полого немагнитного цилиндра, «Электричество», 1950, № 5.

3. West J. C., Nesmondhalgh D. E., Анализ машины с толстостенным ротором в виде полого цилиндра, Proc. Inst. Electr. Eng., v. 109, pt. C, 1962, № 15.

4. Иванов-Смоленский А. В., Критериальные характеристики интегральных параметров плоского проводящего слоя, расположенного в бегущем гармоническом поле, Доклады научно-технической конференции Московского энергетического института, секция электромеханическая, подсекция электрических машин, 1965.

5. Иванов-Смоленский А. В., Интегральные параметры плоского проводящего слоя, размещенного в бегущем гармоническом магнитном поле в немагнитном промежутке между двумя телами с бесконечно большой магнитной проницаемостью, Труды Московского энергетического института, вып. 66, Электромеханика, 1966.

6. Иванов-Смоленский А. В., Магнитное поле гармонического поверхности тока, расположенного в немагнитном зазоре между двумя плоскими и цилиндрическими телами с бесконечно большой магнитной проницаемостью, Доклады научно-технической конференции Московского энергетического института, секция электромеханическая, подсекция электрических машин, 1965.

7. Иванов-Смоленский А. В., Интегральные параметры круглого цилиндрического проводящего слоя во врачающемся магнитном поле, Труды Московского энергетического института, вып. 66, Электромеханика, 1966.

[16.11.1966]

Применение принципа дуальности для моделирования трехмерного поля

Доктор техн. наук, проф. Э. А. МЕЕРОВИЧ и инж. А. А. КОСТИН

Энергетический институт им. Кржижановского

Дуальные преобразования в электротехнике широко используются как в теории электрических цепей, так и в теории поля. Применение дуальных преобразований позволяет в ряде случаев представить задачу в более простом виде [Л. 1]. При рассмотрении стационарного плоскопараллельного поля возможность применения дуальных преобразований вытекает из взаимной ортогональности семейства поверхностей постоянного значения потока и потенциала (см., например, в [Л. 2] применительно к расчету плоскопараллельного магнитного поля шин произвольного сечения).

Если ввести (рис. 1) новый вектор \mathbf{B}_e , связанный с единственной составляющей векторного потенциала плоскопараллельного поля соотношением

$$\mathbf{B}_e = -\operatorname{grad} A_x, \quad (1)$$

то, так как

$$\nabla^2 A_x = -\mu \delta_x,$$

источники его будут определяться уравнением

$$\operatorname{div} \mathbf{B}_e = \mu \delta_x. \quad (2)$$

Очевидно вихри вектора \mathbf{B}_e отсутствуют, поскольку $\operatorname{rot} \operatorname{grad} A_x = 0$. $\quad (3)$

Сравнивая уравнения исходного и дуального магнитных полей, получим:

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{rot} \mathbf{B} = \mu \delta_x; \\ \operatorname{div} \mathbf{B} = 0; \end{array} \right\} \quad (4a)$$

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{rot} \mathbf{B}_e = 0; \\ \operatorname{div} \mathbf{B}_e = \mu \delta_x. \end{array} \right\} \quad (4b)$$

Это означает, что исходное вихревое поле (4a) после преобразования (1) стало безвихревым (4b) с известным распределением источников.

Распространим этот принцип на трехмерные вихревые поля. Для этого введем следующее векторное преобразование исходного вихревого поля:

$$\mathbf{B} \times \mathbf{e}_m = \mathbf{B}_e.$$

Здесь $m = x, y, z$, а $\mathbf{e}_x = \mathbf{i}$, $\mathbf{e}_y = \mathbf{j}$ и $\mathbf{e}_z = \mathbf{k}$ — орты прямоугольной системы координат, в которой уравнение (5) можно развернуть в виде:

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{B} \times \mathbf{i} = \mathbf{B}_i; \\ \mathbf{B} \times \mathbf{j} = \mathbf{B}_j; \\ \mathbf{B} \times \mathbf{k} = \mathbf{B}_k. \end{array} \right\} \quad (5)$$

Однородная среда. Составляющие вихрей новых векторов получим, раскрыв векторное произведение под знаком ротора:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{B}_e &= \operatorname{rot} [\mathbf{B} \times \mathbf{e}_m] = \\ &= -\mathbf{e}_m \operatorname{div} \mathbf{B} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial m}. \end{aligned} \quad (6)$$

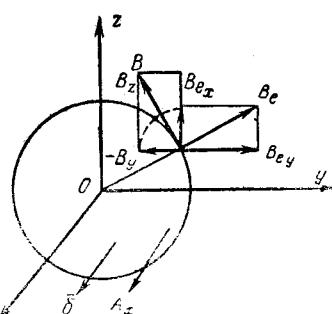


Рис. 1. Направление векторов \mathbf{B} и \mathbf{B}_e плоскопараллельного магнитного поля.

Таким же образом определим источники новых векторов \mathbf{B}_{e_m} :

$$\operatorname{div} \mathbf{B}_{e_m} = \mathbf{e}_m \operatorname{rot} \mathbf{B} = \operatorname{rot}_m \mathbf{B}. \quad (7)$$

Выражения (6) и (7) отражают связь между векторами исходной и дуальной систем. Из них следует, что принцип дуального преобразования, изложенный выше для плоскопараллельного поля, справедлив и для пространственных вихревых полей, а именно: вихри исходного поля соответствуют источникам дуального поля.

Если в уравнении (6) вектор \mathbf{B} заменить его значением через векторный потенциал:

$$\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A}, \quad (4b)$$

проводить перегруппировку членов и ввести обозначение

$$\mathbf{g}_{e_m} = \mathbf{B}_{e_m} - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m},$$

то для вихрей вектора \mathbf{g}_{e_m} получим:

$$\operatorname{rot} \mathbf{g}_{e_m} = 0. \quad (8)$$

Проведя аналогичную подстановку в выражении (7), найдем источники поля этих векторов:

$$\operatorname{div} \mathbf{g}_{e_m} = \mu \delta_m. \quad (9)$$

Вектор \mathbf{g}_{e_m} дуального поля связан с составляющими векторного потенциала уравнением

$$\mathbf{g}_{e_m} = -\operatorname{grad} A_m. \quad (10)$$

Источники и вихри дуального поля найдены в предположении, что для векторного потенциала справедливы следующие соотношения:

$$\frac{\partial}{\partial m} (\operatorname{rot} \mathbf{A}) = \operatorname{rot} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \quad |$$

и

$$\operatorname{div} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} = \frac{\partial}{\partial m} (\operatorname{div} \mathbf{A}) = 0. \quad |$$

Вектор индукции исходного поля связан с векторами дуального уравнением

$$\mathbf{B} = \sum_{e_m} (\mathbf{e}_m \times \mathbf{g}_{e_m}), \quad (12)$$

которое легко проверить путем подстановки выражений для \mathbf{g}_{e_m} .

Рассмотренное преобразование вихревого магнитного поля справедливо для трехмерной однородной и неограниченной среды.

Наиболее ценным свойством дуального поля является его безвихревой характер, позволяющий провести аналогию между величинами, относящимися к дуальному полю, и величинами, относящимися к исходному полю, а также к полю тока в проводящей среде. Из аналогии вытекает принципиальная возможность моделирования пространствен-

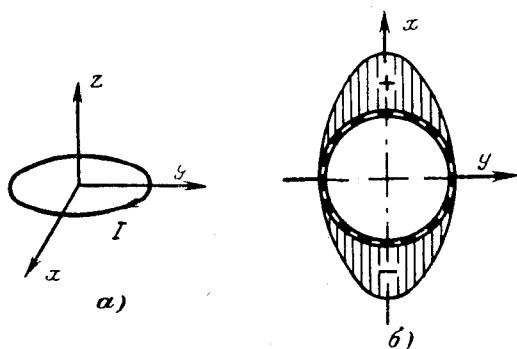


Рис. 2. Расположение в пространстве кругового контура с током (a) и его модель с эпюорой распределения интенсивности источников (b).

ных вихревых полей в электролитической ванне или на трехмерной сетке.

Изучение потенциального поля на трехмерной модели следует проводить для каждого из векторов \mathbf{g}_i , \mathbf{g}_j , \mathbf{g}_k . Распределение источников каждый раз будет определяться законом распределения составляющих плотности тока на оси прямоугольной системы координат δ_x , δ_y , δ_z . Потенциал электрического поля модели Φ_m даст картину пространственного распределения соответствующей составляющей векторного потенциала магнитного поля A_m .

Методы измерения векторного потенциала с помощью моделей известны для плоскопараллельных задач или тех, которые могут быть сведены к ним [Л. 3]. Однако применение известной до настоящего времени методики уже в случае плоскомеридианного поля приводит к дополнительным трудностям, например к необходимости создания ванн с неравномерным профилем дна [Л. 4].

В трехмерных задачах обычно используется аналогия между скалярным магнитным потенциалом и потенциалом электрического поля тока в трехмерном электролите. Соответствующее решение в этом случае может быть получено после введения топологических перегородок между вихревой и потенциальной областями поля. Приведенное дуальное преобразование снимает указанное выше ограничение для решения по методу векторного потенциала и круг задач расширяется на большее число практически важных случаев.

Преимущество излагаемого здесь метода проявляется в особенностях при решении задач со сложной конфигурацией токопровода и любым законом распределения плотности тока по его длине. Ряд подобных задач нами был решен путем использования трехмерной электролитической ванны. Составляющая векторного потенциала A_m связана со значением скалярного потенциала в электролите следующим соотношением:

$$A_m = n_i^2 n_p \mu \gamma \Phi_m, \quad m = x, y, z. \quad (13)$$

Здесь n_i и n_p — масштабы моделирования линейных размеров и плотности тока источников;

μ и γ — магнитная проницаемость среды и удельная электропроводность электролита в ванне.

Экспериментальную методику изучения трехмер-

ного магнитного поля в однородной среде можно рассмотреть на примере поля кольцевого контура с током I , лежащего в плоскости $z=0$ (рис. 2, a).

В соответствии с уравнением (9) после дуального преобразования получим два поля: одно для вектора \mathbf{g}_i , а второе для \mathbf{g}_j . В правых частях уравнений, определяющих источники каждого из дуальных полей, от токов в конечном сечении следует перейти к линейным токам, используя обычный в этих случаях предельный переход. Отметим, что на основании первого закона Кирхгофа для стационарного тока сумма источников дуального поля равна нулю.

Модель кольцевого контура представляет собой соответствующей формы тор из изоляционного материала, по длине которого равномерно распределены 16 кольцевых электродов. Расстояние между электродами принято равным их линейному размеру в направлении контура. Такая модель помещалась в трехмерный электролит. В прямоугольной системе координат распределение источников определялось в соответствии с уравнениями:

$$i_{px} = i_p \cos \alpha; \quad (14)$$

$$i_{py} = i_p \sin \alpha. \quad (15)$$

Здесь α — угол между элементом контура и направлением оси x , а i_p — ток в модели.

На рис. 2, б показана конструкция модели кольца и закон распределения источников i_{px} в виде эпюры тока, стекающего с электродов. Токи устанавливались и стабилизировались высокоомными делителями.

Очевидно, что поле, снятое при распределении источников в соответствии с выражением (15), совпадает с полем при распределении (14), подвернутом на угол $\pi/2$, что позволяет ограничиться измерением поля лишь один раз. Распределение векторного потенциала кольцевого контура радиусом 3,65 см вдоль радиальной оси и при различных значениях z представлено на рис. 3. Кривые рассчитаны по известной формуле для векторного потенциала кольца с током [Л. 5]

$$A_\varphi = \frac{\mu I}{k\pi} \left(\frac{a}{p} \right)^{1/2} \left[\left(1 - \frac{k^2}{2} \right) K - E \right] \approx \frac{\mu I}{32} \left(\frac{a}{p} \right)^{1/2} k^3 \left(1 + \frac{3}{4} k^2 + \frac{75}{128} k^4 + \dots \right),$$

где $k^2 = 4\mu R \{ (R+p)^2 + z^2 \}^{-1}$;

K и E — эллиптические интегралы первого и второго рода.

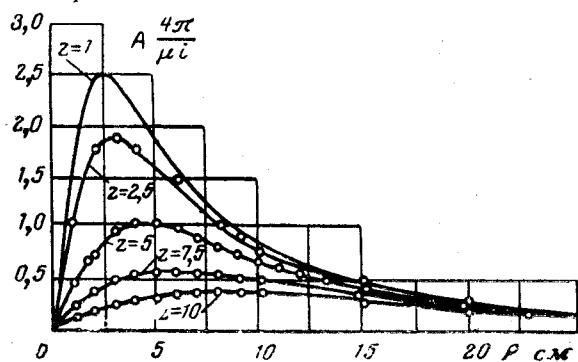


Рис. 3. Кривые векторного потенциала кругового контура с током; радиус контура 3,65 см.
○ — измерения в электролитической ванне.

Точки на кривых рассчитаны по результатам измерений на модели в трехмерной электролитической ванне. Конечная величина поперечного размера модели контура и конечное число дискретных источников вносят соответствующие погрешности в распределение поля в модели.

Настоящий пример представляет собой случай, относящийся к плоскомеридианному полю. Из него видно, что нами применяется существенно другой подход к использованию метода векторного потенциала по сравнению с известными решениями. Полученное решение, если его записать в относительных величинах, может быть использовано для определения поля контура любого радиуса, а значит и для определения магнитного поля многослойной катушки произвольной длины с любым распределением плотности тока по сечению и высоте. Это вытекает из того, что в линейной среде для векторного потенциала справедлив принцип наложения по отношению к источникам поля.

В области, занятой током, поле векторного потенциала определяется тем точнее, чем большим числом источников аппроксимируется исходное распределение тока.

Соотношения в случае неоднородной среды. Будем полагать, что магнитная проницаемость среды, в которой исследуется поле, является функцией пространственных координат, сохраняя, однако, неизменную величину в любой заданной точке.

Соотношение (4в) для вихря вектора \mathbf{g}_{e_m} остается справедливым и для неоднородной среды. Для того чтобы сохранились соотношения (11), необходимо наложить условие непрерывности изменения свойств среды от точки к точке. Тогда и для неоднородной среды сохраняется соотношение (8).

При наличии границы раздела двух сред с различными значениями магнитной проницаемости μ_1 и μ_2 по обе стороны от поверхности раздела соотношение (8) принимает вид:

$$\text{Rot } \mathbf{g}_{e_m} = (g_{e_m})_{t1} - (g_{e_m})_{t2} = 0^*, \quad (16)$$

где

$$(g_{e_m})_{tk} = (\mathbf{B}_{e_m})_{tk} - \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \right)_{tk}$$

($k = 1, 2$ — индексы среды).

Уравнение (16) характеризует непрерывность тангенциальных составляющих векторов \mathbf{g}_{e_m} на границе.

Выражение (9) для источников вектора \mathbf{g}_{e_m} преобразуется применительно к случаю неоднородной среды с учетом (11) следующим образом:

$$\text{div } \mathbf{g}_{e_m} = \text{div} \left(\mathbf{B}_{e_m} - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \right) =$$

$$= \text{div} (\mu \mathbf{H}_{e_m}) = \mu \text{div } \mathbf{H}_{e_m} + \mathbf{H}_{e_m} \text{ grad } \mu.$$

Так как

$$\text{div } \mathbf{H}_{e_m} = \mathbf{e}_m \text{ rot } \mathbf{H},$$

то окончательно для случая неоднородной среды вместо (9) получим:

$$\begin{aligned} \text{div } \mathbf{g}_{e_m} &= \mu \text{rot}_m \mathbf{H} + \text{grad } \mu \mathbf{H}_{e_m} = \mu \delta_m + \\ &+ \frac{\text{grad } \mu}{\mu} \mathbf{B}_{e_m} = \mu \delta_m + \frac{1}{\mu} \text{grad } \mu \mathbf{g}_{e_m} + \\ &+ \frac{1}{\mu} \text{grad } \mu \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m}. \end{aligned} \quad (17)$$

Когда в среде имеются поверхности, при переходе через которые магнитная проницаемость меняется скачком, соотношение для источников поля на этих поверхностях должно быть получено из (17) путем предельного перехода. Однако проще получить его следующим образом.

Имеем:

$$\text{div } \mathbf{H}_{e_m} = \text{div} (\mathbf{H} \times \mathbf{e}_m) = \text{rot}_m \mathbf{H} = \delta_m.$$

На границах раздела двух сред это соотношение принимает вид:

$$\text{Div } \mathbf{H}_{e_m} = (H_{e_m})_{n1} - (H_{e_m})_{n2} = I_m, \quad (18)$$

где

$$(H_{e_m})_{nk} = [\mathbf{H} \times \mathbf{e}_m]_{nk};$$

I_m — проекция вектора поверхности плотности тока.

Отсюда получаем второе граничное условие для поля вектора \mathbf{g}_{e_m} :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu_1} (g_{e_m})_{n1} + \frac{1}{\mu_2} (g_{e_m})_{n2} &= I_m - \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \right)_{n1} - \\ &- \frac{1}{\mu_2} \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \right)_{n2}. \end{aligned} \quad (19)$$

В этой формуле можно на основе определения векторов записать:

$$- \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial m} \right)_n = \sum_{m'=x, y, z} (g_{e_m})_{m'} \vec{n}_{m'}, \quad (20)$$

где $\vec{n}_{m'}$ — направляющие косинусы нормали к поверхности.

Если направление m является нормальным к поверхности, то условие (20) превращается в тождество. В общем случае условие (20) связывает все векторы \mathbf{g}_{e_m} между собой. В частных случаях, когда некоторые коэффициенты $\vec{n}_{m'}$ равны нулю, решение упрощается и условие (20) может стать аналогичным условию для вектора \mathbf{E} при моделировании в электролитической ванне. В тех случаях, когда поверхностные токи отсутствуют, $I_m = 0$.

Сведение случая неоднородной среды к однородной с помощью метода изображения. Метод изображений, применяемый при расчетах магнитных полей, как известно, основан на замене действия ферромагнитных масс, находящихся в поле, действием токов, расположенных в объеме этих масс¹. По отношению к действительным токам, воз-

* Предполагается, что вектор \mathbf{A} не претерпевает скачка при переходе с одной стороны границы на другую и производные от этого вектора определены на обеих сторонах.

¹ Более общий путь заключается в расположении изображений на римановых поверхностях [Л. 6] или в римановом пространстве, как это применяется в теории дифракции волн Зоммерфельда применительно к трехмерным полям.

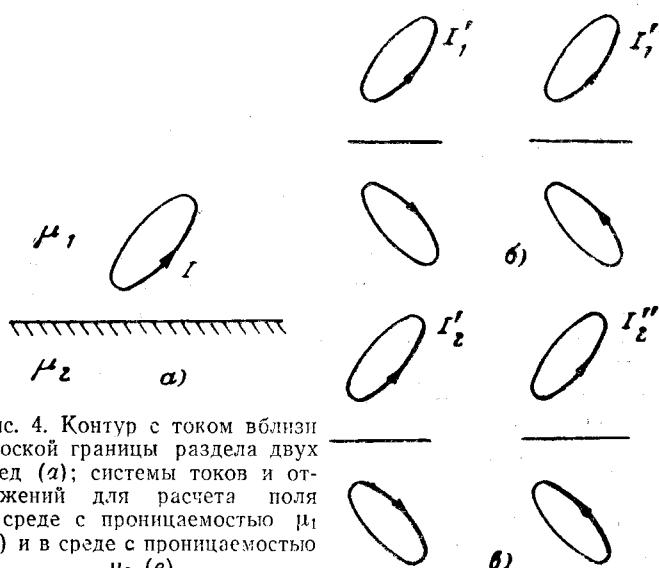


Рис. 4. Контур с током вблизи плоской границы раздела двух сред (a); системы токов и отражений для расчета поля в среде с проницаемостью μ_1 (b) и в среде с проницаемостью μ_2 (c).

буждающим рассматриваемое поле, эти токи являются изображениями относительно границ раздела, а поле такой системы токов в области, занятой ими, эквивалентно реальному полю с тем лишь существенным отличием, что поле рассматривается в однородной среде.

Поверхность, разделяющую среду 1 и среду 2, будем предполагать обладающей свойствами, позволяющими применять метод изображений. Метод изображений будем рассматривать с общих позиций, которые в принципе схожи с указанными в [Л. 6 и 7]. При этом система изображений токов, расположенных в одной среде, может складываться из сосредоточенных или распределенных токов, расположенных вне этой среды. Те случаи, когда к системе изображений токов оказывается целесообразным присоединить магнитные заряды, будут рассмотрены отдельно и здесь не обсуждаются.

Изображения разбиваются на два возможных вида I' и I'' . Первый вид I' осуществляет симметричное относительно границы отображение, характеризующееся тем, что тангенциальная составляющая напряженности поля, создаваемая исходными токами, на граничной поверхности компенсируется. При этом считается, что магнитные проницаемости обеих сред одинаковы. Второй вид I'' осуществляет антисимметричное отображение, которое приводит к исчезновению нормальной составляющей магнитного поля на границе при тех же условиях.

Пользуясь методом наложения, исходную систему токов можно разбить на две составляющие системы I'_1 и I''_1 , причем

$$I'_1 + I''_1 = I_1.$$

Верхние индексы соответствуют указанным выше двум способам отображения токов относительно граничной поверхности. Токи I'_1 и I''_1 , вместе со своими отображениями предназначены для характеристики поля в среде 1. Для характеристики поля в среде 2 система токов, протекающих в ней, разбивается на токи I'_2 и I''_2 так, что

$$I'_2 + I''_2 = I_2,$$

где I_2 — система токов, реально протекающих в среде 2. При отсутствии токов во второй среде

$$I'_2 + I''_2 = 0.$$

Системы токов I'_1 и I''_1 или I'_2 и I''_2 будем обозначать как эквивалентные, если они (предполагая среду однородной) соответственно создают одинаковые значения нормальной или тангенциальной составляющих напряженности поля на границе раздела сред. Эквивалентность будем обозначать знаком \doteq . Учитывая граничные условия для нормальных и тангенциальных составляющих магнитного поля, свяжем токи следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} I''_1 &\doteq I''_2; \\ I'_1 + I''_1 &= I_1; \\ \mu_1 I'_1 &\doteq \mu_2 I''_2; \\ I'_2 + I''_2 &= I_2. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Поле систем токов, удовлетворяющих соотношению (21), представляет собой решение поставленной задачи по методу изображений.

Трудность решения задач указанным приемом сводится к необходимости отыскания системы изображений относительно заданной формы граничной поверхности. Однако ряд задач поддается относительно простому рассмотрению.

Следует отметить особые случаи, когда исходная система токов возбуждает поле, у которого (также при $\mu_1 = \mu_2$) тангенциальная или нормальная составляющие напряженности магнитного поля на границе равняются нулю. В этом случае из четырех соотношений (21) сохраняются только три и необходимо ввести дополнительные условия для решения задачи.

В качестве примера применим соотношение (21) к расчету поля контура с током I_1 , расположенного над плоской поверхностью раздела двух сред. Условимся обозначать положительные направления токов в соответствии со стрелками токов I'_1 и I'_2 , указанных на рис. 4. В этом случае знак \doteq можно заменить знаком равенства с учетом знаков токов, так как здесь системы изображений представляют единственный током [Л. 5].

Решение (27) дает:

$$I'_1 = \frac{\mu_2}{\mu_1 + \mu_2} I_1, \quad (22)$$

$$I''_1 = I'_2 = -I''_2 = \frac{\mu_1}{\mu_1 + \mu_2} I_1,$$

отсюда для поля в среде с проницаемостью μ_1 получим:

исходный ток

$$I'_1 + I''_1 = I_1, \quad (23a)$$

изображение

$$I'_1 - I''_1 = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1 + \mu_2} I_1. \quad (23b)$$

Для поля в среде с проницаемостью μ_2 :

исходный ток

$$I'_2 + I''_2 = 0, \quad (24a)$$

изображение

$$I'_2 - I''_2 = \frac{2\mu_1}{\mu_1 + \mu_2} I_1. \quad (24b)$$

Полученные формулы соответствуют известному решению. В частности, при $\mu_2 = \infty$ линии индукции нормальны поверхности раздела сред, а тангенциальная составляющая напряженности поля в среде с проницаемостью μ_1 отсутствует. Это означает, что останется лишь ток I'_1 с его отражением. Из (22) при $\mu_2 = \infty$ получим:

$$I'_2 = -I''_2 = 0 \quad (25a)$$

и

$$I'_1 = I_1. \quad (25b)$$

В другом предельном случае однородной среды когда $\mu_1 = \mu_2$ легко видеть, что

$$I'_1 = I''_1 = \frac{I_1}{2}.$$

Из сказанного следует, что для отражения контура с током относительно плоской поверхности раздела справедливы законы, по которым определяются отражения в плоскопараллельном случае. Однако токи, протекающие параллельно плоскости раздела, и токи, протекающие перпендикулярно к ней, отражаются с разными знаками. Это является существенной особенностью данного случая.

Рассмотренный частный случай простой поверхности раздела, как указано в [Л. 6 и 8], относится и к случаю цилиндрической поверхности. Эти выводы применимы для трехмерного поля токов вблизи любой поверхности, допускающей однократное изображение (например, сферической).

Таким образом, анализ поля произвольного контура тока вблизи граничной поверхности, разделяющей две среды с конечными магнитными проницаемостями, в ряде случаев можно свести к наложению полей, рассматриваемых в однородных средах. При таком подходе реальные и отраженные токи можно подразделить на токи δ_x , δ_y и δ_z в соответствии с методикой, изложенной выше. Как следует из уравнения (9), каждая из составляющих тока определяет распределение полей \mathbf{g}_i , \mathbf{g}_j , \mathbf{g}_k , которые теперь могут рассматриваться независимо.

Переход от вихревого магнитного поля к потенциальному полю дуальных векторов \mathbf{g}_{e_m} сопровождает переход от токов к источникам. В электростатической аналогии такими источниками являются заряды, а в электрическом поле тока — точечные источники тока i_p . Введенные выше понятия о симметричном и антисимметричном отображениях для токов могут быть перенесены и на источники. При этом симметричное отображение источников компенсирует тангенциальную, а антисимметричное — нормальную составляющие поля на границе раздела сред.

В приведенном выше примере разложение тока на составляющие ведёт к расчленению токов I' на две характерные группы. Первая объединяет составляющие плотности тока, параллельные (δ'_x и δ'_y), а вторая — нормальные (δ'_z) к граничной поверхности. Составляющие плотности тока δ'_x и δ'_y , параллельные границе, будучи источниками дуальных полей \mathbf{g}'_i и \mathbf{g}'_j , отражаются как антисимметричные. Симметричные отражения имеют источники поля \mathbf{g}'_k , которые определяются составляющей плотности тока δ'_z . Для системы токов I'' приходим к симметричному отобра-

жению источников \mathbf{g}'_i и \mathbf{g}'_j и антисимметричному отображению источников \mathbf{g}''_k .

Таким образом, в рассмотренном примере определено отражение для источников i_{p_m} дуальных полей \mathbf{g}_{e_m} . Подготовленная таким образом задача может быть теперь решена обычными приемами. Остановимся на одном из них — методе моделирования в трехмерной электролитической ванне.

Если при моделировании использовать метод отражения, то в выражениях (23) и (24) токи следует заменить источниками i_p поля в проводящей среде. В соответствии с различиями в правилах отображений токов, параллельных и перпендикулярных поверхности раздела, для составляющих тока, параллельных граничной поверхности следует провести моделирование:

в среде с проводимостью γ_1 для токов

$$i'_{p_1} \text{ и } i''_{p_1} - i_{p_1} = \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} i_{p_1},$$

в среде с проводимостью γ для тока

$$i'_{p_2} - i''_{p_2} = \frac{2\gamma}{\gamma_1 + \gamma_2} i_{p_2}.$$

Соответственно для составляющих тока, нормальных к граничной поверхности:

в среде с проводимостью γ_1 для токов

$$i_p \text{ и } i'_{p_1} - i''_{p_1} = \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{\gamma_1 + \gamma_2} i_{p_1},$$

в среде с проводимостью γ_2 для тока

$$i'_{p_2} - i''_{p_2} = \frac{2\gamma_1}{\gamma_1 + \gamma_2} i_{p_2}.$$

Если для моделирования используется модель с неоднородным трехмерным электролитом, граничная плоскость в котором представляет собой потенциальную перегородку, разделяющую среды с проводимостями γ_1 и γ_2 , то измерения должны проводиться для каждой из составляющих тока. При проведении эксперимента учет указанных различий в способах отображений сводится к переносу системы из одной области в другую.

Таким образом, моделированием в двух однородных средах может быть решена задача расчета магнитного поля в неоднородной среде с плоской граничной поверхностью.

Моделирование в электролитической ванне в случае неоднородной среды. В примере, показанном на рис. 4, для расчета поля в среде 1 путем моделирования вовсе не обязательно воспроизвести в ванне среды с проводимостями γ_1 и γ_2 или вводить кроме исходных токов их изображения в однородной среде. Совместное использование методов отражения и дуального преобразования открывает более широкие возможности. Дуальное преобразование позволяет воспроизвести в ванне условия симметричного и антисимметричного отображения более простым образом, размещая на граничной плоскости один раз хорошо проводящую пластину $B_n = 0$, а другой раз совершенно непроводящую пластину $B_t = 0$. Тем самым в однородной среде модели физически реализуется поле, соответствующее обоим видам отображений. Моделирование поля проводится дважды: один раз для источников, соответствующих токам I'_1 , другой — токам I''_1 . Искомое поле в неоднородной среде будет найдено

в результате наложения этих полей. С некоторыми видоизменениями этот принцип может быть распространен на ряд случаев с более сложной формой граничных поверхностей, не рассмотренных выше.

В заключение отметим, что может быть поставлена обратная задача: используя дуальное преобразование, исследовать электрическое поле объемных зарядов путем измерения вектора магнитного поля токов в магнитных моделях, моделирующих рассматриваемое электрическое поле. Это в ряде случаев может оказаться весьма целесообразным вследствие наличия эффективных способов экспериментальных исследований магнитного поля.

Выводы. Дуальное преобразование пространственного вихревого поля позволяет представить задачу в виде потенциальной и тем самым существенно упростить ее решение. Это позволяет расширить область применения метода векторного потенциала при исследовании трехмерных магнитных полей и использовать при этом метод моделирования в трехмерной электролитической ванне или на трехмерной сетке. Оказывается возможным находить решения некоторых задач в случае неоднородной среды. При моделировании существенное упроще-

ние достигается в результате использования метода дуальных преобразований совместно с методом изображений.

Литература

- Белецкий А. С., Основы теории линейных электрических цепей, изд-во «Связь», 1967.
- Меерович Э. А., Стационарное магнитное поле в однородной среде и в присутствии железа, «Электричество», 1937, № 15.
- Демирчян К. С., Моделирование векторного потенциала магнитного поля лобовых частей электрических машин, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1966, № 4.
- Демирчян К. С., Заборинская Е. П. и Наганенко Г. П., Моделирование плоскомеридианного магнитного поля с учетом наличия вихревой зоны, Труды Ленинградского политехнического института, 1966, № 273.
- Смайт В., Электростатика и электродинамика, Изд-во иностр. лит., 1954.
- Меерович Э. А., The method of images for calculating electric and magnetic fields, Philosophical magazine, v. 25, № 166, 1938.
- Меерович Э. А., Применение метода изображений для расчета электрического и магнитного поля, Известия ЭНИН АН СССР, вып. 1, 1936, т. 4.
- Меерович Э. А., Применение метода изображений для расчета электрического и магнитного поля при учете закона преломления линий поля у поверхности раздела двух сред, Известия ЭНИН АН СССР, 1938, т. 7, Изд-во АН СССР.

[12.7.1967]



УДК 621.313.333:621.316.726

О частотном пуске асинхронных гиродвигателей

Канд. техн. наук, доц. Д. А. ПОПОВ

Москва

Введение. При исследовании схем частотного управления асинхронными двигателями часто возникает задача обеспечения минимального времени пуска двигателя при ограничении потребляемого им тока. Такая задача встречается, например, при форсированном разгоне асинхронных гирокопических двигателей, особенностью конструкции которых является наличие гибких токоподводов, имеющих малое сечение. Постоянная времени нагрева токоподводов настолько мала, что даже кратковременное повышение тока сверх некоторого допустимого значения неизбежно вызывает чрезмерный нагрев и повреждение токоподводов.

Поэтому для пуска асинхронных гиродвигателей целесообразно применять схемы с одновременным плавным изменением частоты и напряжения питания, т. е. схемы частотного спуска асинхронных двигателей.

Таким образом, применительно к асинхронным гирокопическим электродвигателям задача исследования частотного пуска может быть сформулирована следующим образом: необходимо найти законы изменения во времени частоты $f_1(t)$ и напряжения $U_1(t)$, обеспечивающие минимум времени разгона двигателя до заданной скорости вращения при заданном, неизменном значении потребляемого тока.

Вместо указанных двух зависимостей достаточно только иметь, например зависимость частоты от времени $f_1(t)$, а также зависимость между напряжением и частотой $U_1(f_1)$. При практической реализации законов частотного пуска двигателей при $I_1 = \text{const}$ знание закона изменения частоты во времени $f_1(t)$ в явном виде оказывается ненужным, так как требуемый темп нарастания частоты во времени может быть обеспечен системой стабилизации потребляемого тока. При этом напряжение должно регулироваться в зависимости от частоты по строго определенному закону $U_1(f_1)$. Возможны и другие варианты схем пуска, на чем мы остановимся ниже.

Важное практическое значение имеет также обратная задача: найти законы частотного пуска асинхронных двигателей, обеспечивающие минимум потребляемого двигателем тока при заданном времени пуска.

Практическая важность обратной задачи, которая решается теми же методами, что и прямая, заключается в том, что ее решение позволит выполнить преобразователь для питания двигателя на минимальную установленную мощность, что повысит экономичность привода [Л. 5]. Потери энергии в активном сопротивлении статора при пуске двигателя с минимальным потребляемым током будут

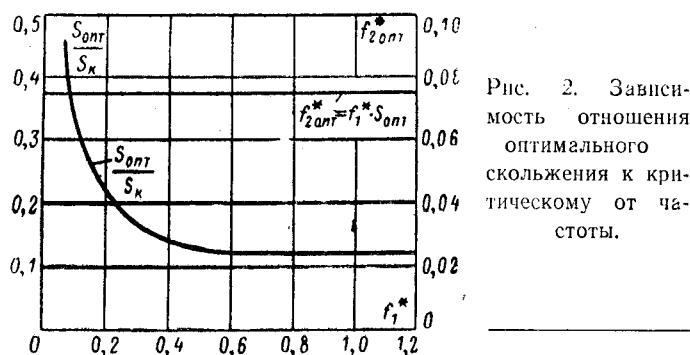


Рис. 2. Зависимость отношения оптимального скольжения к критическому от частоты.

При $U_1 = \text{const}$ вращающий момент асинхронного двигателя, как известно, имеет максимум при критическом скольжении:

$$s_k = \frac{\sigma_1 r'_2}{\sqrt{r_1^2 + f_1^{*2} (x_1 + \sigma_1 x'_2)^2}}. \quad (8)$$

Подставив значение тока I_1 из (4) в (7), найдем:

$$\begin{aligned} \frac{M}{I_1^2} &= \frac{m_1 r'_2}{\Omega_{1B} f_1^{*2} s} \frac{1}{K_i'^2} = \\ &= \frac{m_1 r'_2}{\Omega_{1B} f_1^{*2}} \frac{z_m^2}{\left(r_m + \frac{r'_2}{f_1^{*2}}\right)^2 + (x'_2 + x_m)^2}. \end{aligned} \quad (9)$$

Из (9) видно, что отношение M/I_1^2 является функцией абсолютного скольжения f_2^* . При некотором значении скольжения, которое мы назовем оптимальным, отношение M/I_1^2 имеет максимум, причем:

$$\begin{aligned} f_2^{*опт} &= f_1^{*} s_{опт} = \frac{r'_2}{\sqrt{r_m^2 + (x'_2 + x_m)^2}} \approx \\ &\approx \frac{r'_2}{x'_2 + x_m} = \text{const}. \end{aligned} \quad (10)$$

Оптимальному абсолютному скольжению $f_2^{*опт}$ при каждом значении частоты f_1^{*} соответствует свое значение скольжения, которое также будем называть оптимальным скольжением:

$$s_{опт} = \frac{f_2^{*опт}}{f_1^{*}} = \frac{r'_2}{f_1^{*} \sqrt{r_m^2 + (x'_2 + x_m)^2}}. \quad (11)$$

Из (8) и (11)

$$\begin{aligned} \frac{s_{опт}}{s_k} &= \frac{f_2^{*опт}}{f_1^{*} s_k} = \\ &= \frac{1}{\sigma_1} \frac{\sqrt{r_1^2 + f_1^{*2} (x_1 + \sigma_1 x'_2)^2}}{f_1^{*} \sqrt{r_m^2 + (x'_2 + x_m)^2}}. \end{aligned} \quad (12)$$

На рис. 2 показана зависимость $s_{опт}/s_k$ от f_1^{*} для одного типа асинхронного гиродвигателя, параметры которого приведены в приложении.

Из рис. 2 видно, что с увеличением частоты f_1^{*} отношение $s_{опт}/s_k$ монотонно убывает, асимптотически приближаясь к значению:

$$\left. \frac{s_{опт}}{s_k} \right|_{f_1^{*} = \infty} = \frac{x_1/\sigma_1 + x'_2}{x_m + x'_2} < 1.$$

Из изложенного видно, что оптимальное значение скольжения отнюдь не совпадает с критическим, а значительно меньше его. Следовательно, оптимальный режим при частотном пуске асинхронного двигателя отличается от критического режима, который в ранее опубликованных работах [Л. 2 и 5] рекомендован в качестве оптимального.

На рис. 3 показаны зависимости $M(s)$, $I_1(s)$ и $M/I_1^2 = F(s)$ при $f_1^{*} = 1$ для упомянутого выше гиродвигателя. Из рисунка видно, что зависимость $M/I_1^2 = F(s)$ имеет максимум в точке $s = s_{опт}$; отступление от этого режима вызывает резкое уменьшение вращающего момента двигателя и увеличение времени пуска. Для рассматриваемого двигателя увеличение скольжения от оптимального до критического вызывает уменьшение момента в 4 раза.

Таким образом, при ограничении потребляемого двигателем тока темп нарастания частоты при пуске асинхронного двигателя должен быть таким, чтобы частота токов ротора оставалась постоянной и равной $f_2^{*опт}$, а скольжение менялось так, чтобы при любой скорости вращения оно было равно оптимальному значению: $s = s_{опт}$. Такой закон управления обеспечивает максимальное значение вращающего момента при заданном значении потребляемого тока.

Учитывая (11), представим формулу (9) в удобном для расчетов виде:

$$\frac{M}{I_1^2} = \frac{m_1}{2\Omega_{1B}} \frac{z_m^2}{\sqrt{r_m^2 + (x'_2 + x_m)^2}} \frac{2}{\left(\gamma + \frac{1}{\gamma} + 2\beta\right)}, \quad (13)$$

где

$$\gamma = \frac{f_2^{*}}{f_2^{*опт}} = \frac{s}{s_{опт}}; \beta = \frac{r_m f_2^{*опт}}{r'_2} = \text{const}.$$

Если учесть, что $r_m^2 \ll x_m^2$, то (13) упростится:

$$\frac{M}{I_1^2} \approx \frac{m_1 x_m}{2\sigma_2 \Omega_{1B}} \frac{2}{\left(\gamma + \frac{1}{\gamma} + 2\beta\right)}, \quad (14)$$

где

$$\sigma_2 = 1 + \frac{x'_2}{x_m}.$$

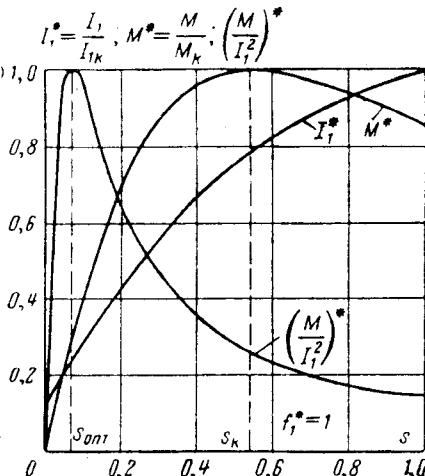


Рис. 3. Характеристика двигателя в функции скольжения при $f_1^{*} = 1$ и $U_1^{*} = 1$.

Приняв $\gamma = 1$, найдем максимальное значение отношения

$$\left(\frac{M}{I_1^2}\right)_{\max} \approx \frac{m_1 x_m}{2\sigma_2 \Omega_{1H}} \frac{1}{(1+\beta)}. \quad (15)$$

Оптимальный момент, соответствующий заданному значению потребляемого тока

$$M_{\text{опт}} = \frac{m_1 x_m}{2\sigma_2 \Omega_{1H}} \frac{1}{(1+\beta)} I_1^2. \quad (16)$$

Из (14) и (15) получаем закон изменения вращающего момента двигателя при частотном пуске с неизменным потребляемым током:

$$M = M_{\text{опт}} \frac{2(1+\beta)}{\left(\gamma + \frac{1}{\gamma} + 2\beta\right)}. \quad (17)$$

При принятых допущениях и $I_1 = \text{const}$ формула (17) справедлива для любых значений напряжения U_1 и частоты f_1 . Если же при пуске обеспечивается оптимальный темп нарастания частоты, т. е. соблюдается условие $f_2^* = f_{2\text{опт}}$, то момент будет иметь постоянное значение, наибольшее при заданном потребляемом токе:

$$M = M_{\text{опт}} = \text{const}. \quad (18)$$

Если указанное условие не соблюдается, т. е. в процессе пуска $f_2^* \neq f_{2\text{опт}}$, то, очевидно, $\gamma \neq 1$ и $M < M_{\text{опт}}$. Найдем зависимость между напряжением питания и частотой при оптимальном частотном пуске. Напряжение питания при заданном потребляемом токе

$$U_1 = I_1 z_{\text{вх}}$$

или в относительных единицах

$$U^* = I^* z^*_{\text{вх}}. \quad (19)$$

В качестве базисных величин для гироскопических двигателей удобно взять:

$$U_6 = U_n; I_6 = I_{\text{п.н.}}; z_6 = \frac{U_6}{I_6} = \frac{U_n}{I_{\text{п.н.}}},$$

где $I_{\text{п.н.}}$ — начальный пусковой ток двигателя при номинальных значениях напряжения и частоты.

Согласно схеме замещения (рис. 1)

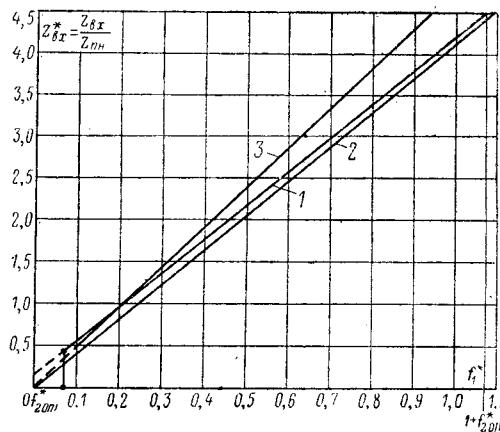


Рис. 4. Зависимость входного сопротивления двигателя от частоты.

1 — при оптимальном управлении ($\gamma=1$) и $r_1 \neq 0$; 2 — при оптимальном управлении и $r_1=0$; 3 — при линейном управлении, обеспечивающем равенство момента двигателя в начале и конце пуска.

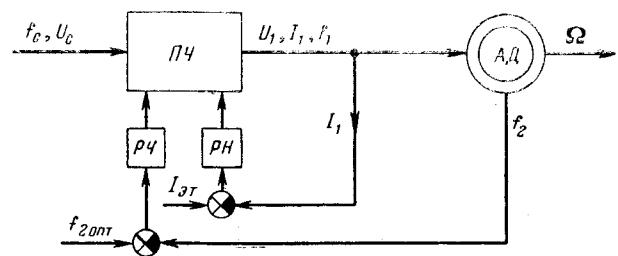


Рис. 5. Блок-схема системы оптимального частотного пуска с использованием измерителя частоты скольжения.

$$z_{\text{вх}} = r_1 + jx_1 f_1^* + f_1^* \frac{(r'_2 + jx'_2)}{\left(r_m + \frac{r'_2}{f_1^*}\right) + j(x'_2 + x_m)}. \quad (20)$$

Отсюда находим:

$$z_{\text{вх}} = z_{\text{вх}}(f_1^*, \gamma) = \sqrt{\left[r_1 + f_1^* \left(a \frac{r'_2}{f_1^*} + br_m\right)\right]^2 + f_1^* (x_1 + ax'_2 + bx_m)^2}, \quad (21)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a = a(\gamma) &= \left(\frac{z_{\text{вх}} f_{2\text{опт}}}{r'_2}\right)^2 \frac{\gamma^2}{(1 + \gamma^2 + 2\beta\gamma)} \approx \\ &\approx \frac{1}{\sigma_2^2} \frac{\gamma^2}{(1 + \gamma^2 + 2\beta\gamma)}; \\ b = b(\gamma) &= \frac{1 + \gamma^2 \left(\frac{x'_2 f_{2\text{опт}}}{r'_2}\right)^2}{1 + \gamma^2 + 2\beta\gamma} \approx \frac{1}{1 + \gamma^2 + 2\beta\gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Подставив для оптимального управления $\gamma=1$, можно определить $z_{\text{вх}}^*_{\text{опт}}$ как функцию f_1^* . На рис. 4 показана зависимость $z_{\text{вх}}^*_{\text{опт}}(f_1^*)$ (кривая 1) для упомянутого выше образца двигателя. Здесь же для сравнения приведена зависимость $z_{\text{вх}}^*(f_1^*)$ при $r_1=0$ (прямая 2).

Из (21), (22) и рис. 4 видно, что входное сопротивление и напряжение питания являются нелинейными функциями частоты f_1^* .

Однако с достаточной для практики точностью кривая $z_{\text{вх}}^*(f_1^*)$ может быть представлена в виде прямой, проходящей через точки, соответствующие крайним пределам изменения частоты f_1^* :

$$\left. \begin{aligned} f_{1\text{min}}^* &= f_{2\text{опт}}^*; \\ f_{1\text{max}}^* &= v_k + f_{2\text{опт}}^* = v_k + f_{2\text{опт}}^*, \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

где $v_k = \frac{\Omega_k}{\Omega_{1H}}$ — конечная скорость вращения двигателя

в относительных единицах.

Реализация оптимального закона частотного пуска. Для оптимального управления асинхронным двигателем необходимо, как установлено выше, соблюдать следующие соотношения:

$$I_1 = \text{const} = I_{1\text{доп}}; f_2^* = f_{2\text{опт}}. \quad (24)$$

Вариант блок-схемы, реализующий соотношения (24), представлен на рис. 5. Схема содержит

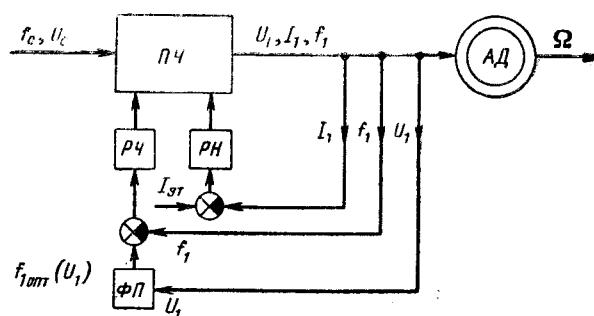


Рис. 6. Блок-схема системы оптимального частотного пуска с использованием функционального преобразователя.

две замкнутые системы регулирования: тока ($I_1 = \text{const}$) и частоты ($f_2 = f_{2\text{опт}} = \text{const}$).

Недостатком схемы является необходимость измерения абсолютного скольжения или частоты токов ротора, что в случае гироскопических двигателей затруднительно [Л. 6].

В схемах оптимального частотного пуска гиродвигателей целесообразно отказаться от измерения абсолютного скольжения и осуществить управление в соответствии с соотношениями:

$$I_1 = I_{1\text{доп}} = \text{const}; \quad (25a)$$

$$U_1 = U_{1\text{опт}}(f^*_1) = U_{1\text{н}} I^*_{1\text{н}} z^*_{\text{вх опт}}(f^*_1). \quad (25b)$$

Зависимость $U^*_{1\text{н}}(f^*_1)$ повторяет представленную на рис. 4 зависимость $z^*_{\text{вх}}(f^*_1)$. При соблюдении условий (25а) и (25б) обеспечивается равенство $f_2 = f_{2\text{опт}}$.

Блок-схема системы, реализующей соотношения (25а) и (25б), показана на рис. 6. В отличие от рис. 5 здесь в контуре регулятора частоты непрерывно сравнивается текущее значение частоты f_1 с оптимальным ее значением $f_{1\text{опт}}(U_1)$ и соблюдается условие (25б). Оптимальное значение частоты обеспечивает функциональный преобразователь ΦP .

В электромашинных источниках питания с синхронным генератором можно легко добиться пропорциональности* между напряжением и частотой, начиная с некоторого минимального ее значения. Такой закон управления обычно и принимается в схемах частотного регулирования скорости вращения асинхронных двигателей [Л. 7].

Частотное управление, реализующее соотношения

$$I_1 = I_{1\text{доп}} = \text{const}; \quad (26a)$$

$$U^*_{1\text{н}} = K I^*_{1\text{н}} f^*_{1\text{н}}, \quad (26b)$$

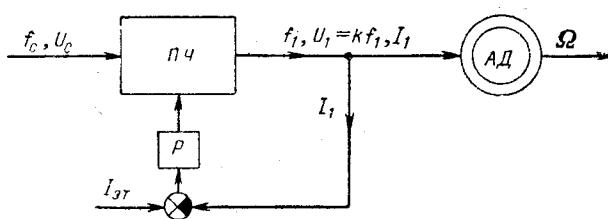


Рис. 7. Блок-схема системы частотного пуска с линейной зависимостью между напряжением и частотой.

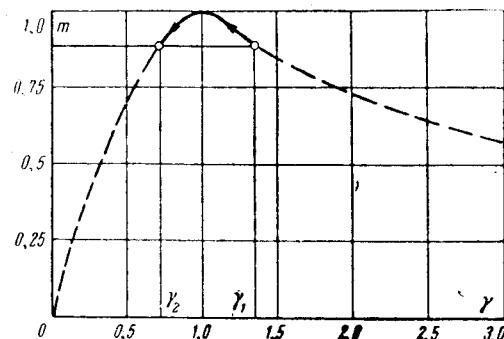


Рис. 8. Определение оптимального значения коэффициента K .

в дальнейшем будем называть линейным частотным управлением. Блок-схема линейного управления показана на рис. 7. В схеме имеется один регулятор P , который одновременно регулирует частоту и напряжение так, что потребляемый двигателем ток остается неизменным.

Очевидно, при линейном управлении, в отличие от оптимального, $f^*_{2\text{опт}} \neq f^*_{2\text{л.н.}}$ и пуск двигателя производится при переменном значении момента $M \leq M_{\text{опт}}$. Коэффициент K в (26б) желательно выбирать так, чтобы обеспечить минимально возможное при данном законе управления время разгона двигателя до заданной скорости. Это будет в том случае, если момент, меняясь по кривой, описываемой уравнением (17), принимает одинаковые значения в начале и конце пуска (рис. 8).

Согласно (17)

$$m = \frac{M_{1\text{м.н}}}{M_{0\text{опт}}} = \frac{2(1+\beta)}{\gamma_1 + \frac{1}{\gamma_1} + 2\beta} = \frac{2(1+\beta)}{\gamma_2 + \frac{1}{\gamma_2} + 2\beta}, \quad (27)$$

откуда

$$\gamma_1 = \frac{1}{\gamma_2}. \quad (28)$$

Диапазон изменения частоты определяется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} f^*_{1\text{min}} &= f^*_{1\text{max}} = \gamma_1 f^*_{1\text{опт}}; \\ f^*_{1\text{max}} &= v_K + f^*_{1\text{min}} = v_K + \frac{1}{\gamma_1} f^*_{1\text{опт}}. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Оптимальное значение коэффициента K найдем графически. Согласно (19) и (26б)

$$\left. \begin{aligned} U^*_{1\text{min}} &= K I^*_{1\text{min}} f^*_{1\text{min}} = I^*_{1\text{н}} z^*_{\text{вх min}}; \\ U^*_{1\text{max}} &= K I^*_{1\text{max}} f^*_{1\text{max}} = I^*_{1\text{н}} z^*_{\text{вх max}}. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Входные сопротивления определяются из (21)

$$z^*_{\text{вх min}} = z_{\text{вх}}(f^*_{1\text{min}}, \gamma_1); z^*_{\text{вх max}} = z_{\text{вх}}(f^*_{1\text{max}}, \gamma_2).$$

Из (30) находим:

$$\frac{z^*_{\text{вх min}}}{f^*_{1\text{min}}} = \frac{z^*_{\text{вх max}}}{f^*_{1\text{max}}}. \quad (31)$$

Левая и правая части этого равенства являются функциями γ_1 , т. е.

$$K_1(\gamma_1) = K_2(\gamma_1).$$

Построив кривые $K_1(\gamma_1)$ и $K_2(\gamma_1)$, найдем искомые значения $K = K_1 = K_2$ и γ_1 , которые соответствуют точке пересечения указанных кривых (рис. 9).

Зная γ_1 , определяем все остальные величины: $f_{1\min}^*, f_{1\max}^*, m$.

Для нахождения времени разгона двигателя проинтегрируем графически уравнение движения ротора [Л. 7]:

$$J_V \frac{d\Omega}{dt} = M(\Omega) - M_c(\Omega), \quad (32)$$

где J_V — момент инерции ротора гиродвигателя; M_c — момент сопротивления.

При определении времени разгона гиродвигателя можно моментом сопротивления M_c пренебречь [Л. 8]. Зависимость вращающего момента двигателя от скорости вращения $M(\Omega)$ строится следующим образом.

Из (19) и (26б)

$$K^*_{1\min} = z_{\text{вых}}^*(f_{1\min}^*, \gamma).$$

Подставив сюда значение $z_{\text{вых}}^*$ из (21), получим:

$$\frac{1}{z_6} \sqrt{\left(\frac{r_1}{f_{1\min}^*} + a \frac{r'_2}{f_{1\min}^*} \gamma + br_m \right)^2 + (x_1 + ax'_2 + bx_m)^2} - K = 0. \quad (33)$$

Решив (33), найдем зависимость:

$$f_{1\min}^* = F(\gamma). \quad (34)$$

Уравнение (33) легко решается графически: берем ряд значений частоты $f_{1\min}^* < f_{1\min}^* < f_{1\max}^*$ и строим левую часть (33) как функцию параметра γ при фиксированном значении $f_{1\min}^*$. Точка пересечения этой функции с осью абсцисс и даст значение параметра γ , удовлетворяющее уравнению (33) при фиксированном значении $f_{1\min}^*$. Определив γ , находим: момент M — по (17); частоту $f_{1\min}^*$ — с помощью (34) и затем относительную скорость вращения

$$v = f_{1\min}^*(1 - s) = f_{1\min}^* - f_{1\max}^* = f_{1\min}^* - f_{1\text{опт}}^* \gamma.$$

По этим данным строится искомая зависимость $M(v)$ или $M(\Omega)$. Пользуясь изложенным методом, было рассчитано время разгона образца асинхронного гироскопического двигателя при непосредственном включении в сеть с $f_{1\min}^* = 1$ и $U_{1\min}^* = 1$ и при частотном пуске с использованием оптимального и линейного управления. Полученные данные приведены в таблице.

Из таблицы видно, что частотный пуск с оптимальным управлением позволяет резко уменьшить время разгона гиродвигателей; для рассматриваемого образца время разгона уменьшилось в 12,6

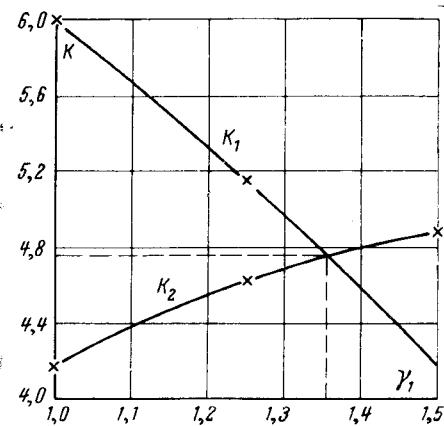


Рис. 9.

раз. Этот способ разгона гиродвигателей более эффективен, чем простое повышение напряжения при неизменной частоте [Л. 8].

Применение линейного управления с оптимальным значением параметра K связано с незначительным увеличением времени разгона гиродвигателя по сравнению с оптимальным управлением (58,4 сек вместо 55 сек).

Применение оптимального пуска при сохранении времени пуска дает возможность уменьшить расчетную мощность преобразователя частоты; для рассматриваемого образца мощность уменьшится почти втрое.

Наконец, следует отметить, что при применении частотного пуска асинхронных гиродвигателей напряжение питания повышается в 4,5—5 раз, что может потребовать усиления изоляции двигателя.

Выводы. 1. При частотном пуске асинхронных двигателей с ограничением потребляемого тока оптимальным является такое управление, которое обеспечивает максимум момента при заданном потребляемом токе. Определенное из условия максимума функции M/I^2 оптимальное абсолютное скольжение значительно меньше критического.

2. Вращающий момент двигателя при оптимальном частотном пуске имеет постоянное значение, наибольшее при заданном постоянном значении потребляемого тока.

3. При использовании линейного частотного управления и постоянном потребляемом токе коэффициент пропорциональности между напряжением и частотой можно выбрать так, чтобы время разгона двигателя при прочих равных условиях было минимальным.

4. Частотный пуск асинхронных гиродвигателей с оптимальным управлением резко уменьшает время разгона гиродвигателей.

Использование оптимального управления при сохранении времени пуска в несколько раз снижает расчетную мощность преобразователя частоты по сравнению с пуском при неизменных значениях напряжения и частоты.

Приложение. Технические данные асинхронного гиродвигателя, использованного в примерах:

$$U_d = 40; f = 1000 \text{ Гц}; I_{n,h} = 1,64 \text{ а};$$

$$J_p = 4,1 \cdot 10^{-4} \text{ кГ} \cdot \text{м}^2. \text{ Сопротивления (в долях от } z_{n,h} \text{):}$$

$$r^*_1 = 0,181; x^*_1 = 0,47; r_2'^* = 0,435; x'^*_2 = 0,256; \\ r^*_m = 0,486; x^*_m = 5,48.$$

Литература

1. Костенко М. П., Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов, «Электричество», 1925, № 2.

2. Булгаков А. А., Частотное управление асинхронными

двигателями, изд-во «Наука», II издание, 1966 (I издание от 1955).

3. Бертинов А. И., Электрические машины авиационной автоматики, Оборонгиз, 1961.

4. Эфенди-Заде А. А., Теория регулируемого асинхронного электропривода, Изд-во АН АзССР, 1955.

5. Сандлер А. С. и Сарбатов Р. С., Частотное управление асинхронными двигателями, изд-во «Энергия», 1966.

6. Варфоломеев Л. И., Либин И. Ш. и Шестаков А. К., Приборы и техника эксперимента, 1967, № 4.

7. Чиликин М. Г., Общий курс электропривода, изд-во «Энергия», 1965.

8. Бертинов А. И. и Варлей В. В., Разгон индукционного гиродвигателя, Труды МЛИ, вып. 165, 1966.

[1.2.1968]



УДК 621.316.923

О целесообразности применения управляемых предохранителей¹

Проф. В. Л. ФАБРИКАНТ, доценты В. А. АНДРЕЕВ, Я. Ф. КУЗЬМИН,
В. М. БЛОК, инженеры Г. В. ЛОГИНОВ и А. Я. ЗОТОВ

Рига

Введение. Предохранитель с плавкой вставкой широко используется в городских электрических сетях, на электрических станциях и промышленных предприятиях. В настоящее время предохранитель выполняет две функции:

1. Функцию коммутационного аппарата, разывающего цепь тока. Как коммутационный аппарат предохранитель заменяет выключатель. Для выполнения этой функции имеет значение разрывная мощность предохранителя.

2. Функцию защитного аппарата, т. е. способность определить значение тока, при котором должен быть произведен разрыв цепи. Как защитный аппарат предохранитель заменяет максимально-токовую релейную защиту. Для выполнения этой функции важна точность значения тока, при котором происходит перегорание вставки.

Таким образом, предохранитель заменяет одновременно выключатель и релейную защиту. Во всех случаях, когда предохранитель может успешно выполнить* указанные функции, его рекомендуется применять, так как он значительно дешевле, чем совокупность выключателя и релейной защиты.

Область применения предохранителя в настоящее время ограничена главным образом его недостатками как защитного аппарата, которые заключаются в следующем:

1. Предохранитель способен заменить только максимально-токовую релейную защиту. Между тем эта защита не всегда удовлетворяет требованиям, предъявляемым к подобным устройствам. Во многих случаях требуется более сложная и совершенная защита.

2. Даже в качестве максимально-токовой защиты предохранитель обладает относительно низкой точностью, т. е. минимальное значение тока, при котором плавкая вставка перегорает, колеблется для одного типа вставок в значительных преде-

лах. Это объясняется тем, что зависимость отдельных составляющих теплового баланса плавкой вставки от протекающего по ней тока весьма сложна, является функцией многих факторов и ее математическое выражение носит приближенный характер. Ток и время перегорания зависят от температуры воздуха, интенсивности движения его, состояния концов предохранителя, плотности прилегания предохранителя к пинцетам линейных контактов и т. д. [Л. 1]. Кроме того, ток перегорания зависит от термостойкости материала вставки и от степени ее окисления. Установлено что по мере уменьшения диаметра плавкой вставки влияние окисления ее на ток перегорания возрастает, так как толщина слоя окисла в основном зависит только от термостойкости материала и времени нахождения его при повышенных температурах [Л. 2]. Следовательно, работающая в производственных условиях плавкая вставка подвергается процессу старения, ее токо-временная характеристика сдвигается вниз, разброс растет и плавкая вставка постепенно утрачивает свои защитные качества.

Для того чтобы проверить ток перегорания плавкой вставки, необходимо ее сжечь. Это недостатки предохранителя, как защитного аппарата, из-за которых он часто не применяется во многих случаях, хотя его коммутационная способность вполне удовлетворительна. При этом предохранитель заменяется совокупностью выключателя и релейной защиты.

Между тем экономическая ценность предохранителя заключается в основном в его способности заменить выключатель, так как выключатель, как правило, несопоставимо дороже релейной защиты. Поэтому целесообразно использовать предохранитель только как коммутационный аппарат, управляемый устройствами релейной защиты (управляемый предохранитель).

Однако нам не известны какие-либо работы по использованию управляемых предохранителей для повышения селективности. Имеются патенты, кото-

¹ В порядке обсуждения.

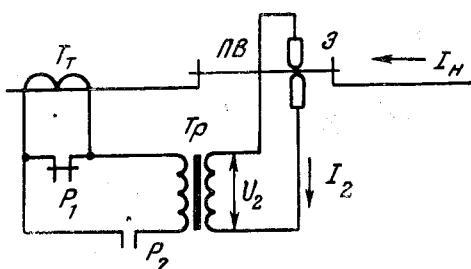


Рис. 1. Схема пережигания плавкой вставки электрической дугой.

рые могут быть использованы в работах над созданием управляемых предохранителей [Л. 3].

Использование принципа введения дополнительной энергии для разрыва плавкой вставки может привести к разработке экономичного аппарата с хорошей отключающей способностью, управляемого внешними защитными устройствами.

Возможные схемы управления плавкими предохранителями. Принцип введения дополнительной энергии извне для разрыва плавкой вставки можно в зависимости от типа дополнительного источника, классифицировать следующим образом:

1. Пережигание электрической дугой.
2. Использование электродинамических сил.
3. Дешунтирование.
4. Механический разрыв.
5. Использование луча лазера.

Пережигание плавкой вставки (ПВ) электрической дугой (рис. 1). При этом способе используется электрическая дуга в качестве носителя тепловой энергии. Напряжение для возбуждения дуги подается от трансформатора Tr специальной конструкции, который питается от вторичной обмотки стандартного трансформатора тока T_t или от специального трансформатора тока.

Использование трансформатора напряжения, подключенного непосредственно к шинам питания, не сможет обеспечить надежную работу устройства при всех видах коротких замыканий, так как при замыкании непосредственно на шинах напряжение на первичной обмотке трансформатора равно нулю. В связи с этим необходим специальный трансформатор, подключаемый к трансформаторам тока и обеспечивающий надежное питание устройства независимо от вида и места короткого замыкания. Такой трансформатор должен иметь вторичное напряжение, достаточное для зажигания дуги (60—

70 в) и крутопадающую внешнюю характеристику $U_2 = f(I_2)$. Для получения такой характеристики трансформатор Tr должен быть выполнен аналогично сварочному трансформатору.

Управление дугой производится контактами релейной защиты P_1 и P_2 . При действии защиты замыкается контакт P_2 и размыкается P_1 . Между электродами Э возникает дуга, под действием которой плавкая вставка расплавляется. При этом наблюдается устойчивое горение дуги, и расплавление плавкой вставки при $I_h = 0$ происходит за сотые или десятые доли секунды. Важным фактором в этом случае является сопротивление электродов. При одинаковых параметрах установки лучшие результаты достигаются с медно-графитовыми электродами. При использовании графитовых электродов время плавления увеличивается, а предельный диаметр плавкой вставки, которую можно пережечь, уменьшается.

Для управления дугой вместо контактов могут быть использованы тиристоры, включенные по встречно-параллельной схеме (см. рис. 2 [Л. 4]). Устройство управления УУ тиристорами при работе его в цепях переменного тока должно надежно открывать вентиль каждый раз после прохождения тока через нуль.

Транзистор $P1$, включенный в диагональ моста, открываясь, шунтирует первичную обмотку трансформатора $Tr2$. При отсутствии входного сигнала транзистор $P1$ закрыт, а на вторичных обмотках трансформатора $Tr2$ имеются напряжения U_{y1} и U_{y2} , что вызывает открытие тиристоров T_1 и T_2 .

Если хотя бы на один из входов 1, 2 подать отрицательное напряжение, то транзистор $P1$ откроется, исчезнут напряжения на вторичных обмотках $Tr2$, и тиристоры T_1 и T_2 будут закрыты.

Использование электродинамических сил. Дан- ный способ предусматривает разрыв питающей цепи путем силового и теплового воздействий на плавкую вставку. Так как тепловая инерция велика, то можно считать, что основное действие производит электродинамическая сила. Использование электродинамических сил основано на применении плавкой вставки в форме одного или двух контуров (рис. 3, а и б).

Ток i , протекая по плавкой вставке, вызывает силу взаимодействия F , которая стремится увеличить расстояние между проводниками (рис. 3, а). Направления сил для одного контура показаны на рис. 4, а, для двух — на рис. 4, б.

Сила взаимодействия двух проводников, по которым течет один и тот же ток

$$F = 0,2i^2 \frac{l}{a} \cdot 10^{-6}, \text{ н.}$$

где l и a показаны на рис. 3.

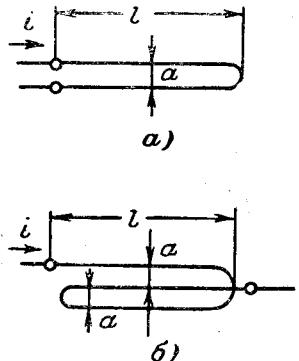
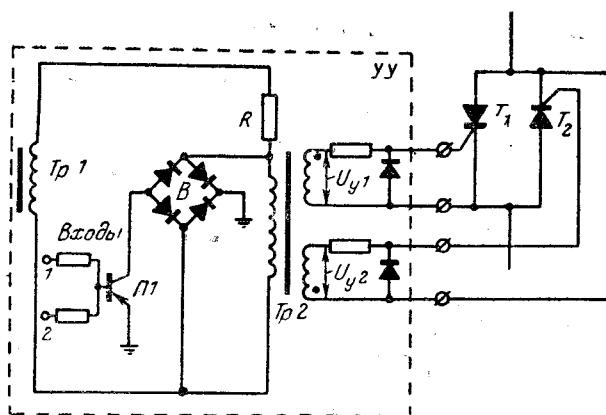


Рис. 3. Формы плавких вставок.

Рис. 2. Схема управления с тиристорами. T_1, T_2 — тиристоры; U_{y1}, U_{y2} — управляемое напряжение.

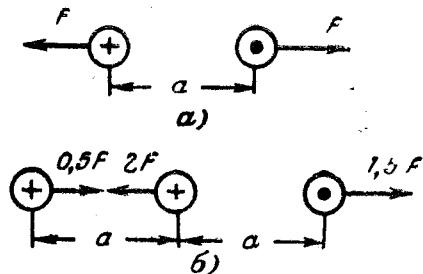


Рис. 4. Электродинамические усилия, действующие на плавкую вставку.

Таким образом, чем меньше расстояние между проводниками, тем больше сила F . Поэтому при конструировании аппарата желательно как можно меньшее расстояние a . Так как плавкая вставка в процессе эксплуатации может деформироваться—подвергаться нагреву и охлаждению, то ее необходимо держать в постоянном натяжении.

На рис. 5 изображена схема опытной установки по испытанию плавких вставок на разрыв под действием электродинамических сил, обусловленных током разряда конденсатора на плавкую вставку.

Как показали опыты, процесс разряда конденсатора носит колебательный характер, что объясняется индуктивностью разрядной цепи и в основном индуктивностью плавкой вставки.

Емкость C установки заряжается от повышающего трансформатора T_p через размыкающий контакт реле P_1 и зарядное сопротивление R . При нажатии пусковой кнопки P реле размыкает контакт P_1 в зарядной цепи и замыкает в разрядной цепи P_2 . Ток разряда i вызывает силу, которая стремится увеличить расстояние между частями плавкой вставки, что ведет к ее разрыву. При этом наблюдается дробление плавкой вставки.

Опыты проводились при $I_n=0$. Разрыв плавкой вставки происходит под действием электродинамических сил и термического действия не наблюдается, что подтверждает отсутствие оплавления в местах разрыва. Вторичная обмотка трансформатора T_p подключена к выпрямителю B , а первичная — непосредственно к шинам питающего напряжения. Так как источником дополнительной энергии является конденсатор, то место короткого замыкания на мощность разряда не влияет.

Реле P защиты — один из ответственных узлов схемы. Контакты этого реле коммутируют большие токи, хотя время протекания токов исчисляется сотыми долями секунды. Испытания по данной схеме проводились с использованием реле типа ЭП-41. В дальнейшем, в разрядной цепи предполагается использование тиристоров, включенных по встречно-параллельной схеме (рис. 2).

Дешунтирование. Этот способ предлагался в [Л. 5], хотя и для других целей.

Шунтирование предохранителями контактов линейных коммутационных аппаратов $ЛК$, предназначенных для разрыва цепей в нормальных режимах и при коротких замыканиях, дает возможность выполнять эти аппараты без дугогасящих устройств.

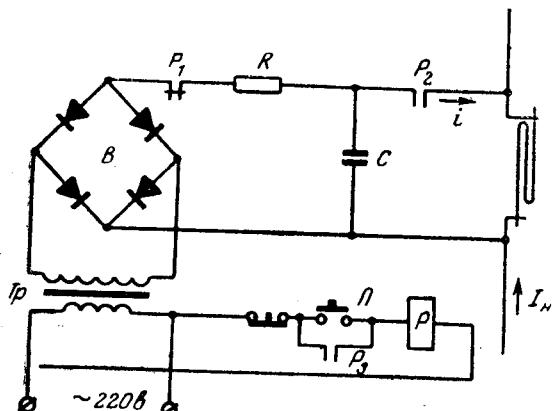


Рис. 5. Схема испытаний плавкой вставки на разрыв электродинамическими силами.

Отключающая способность таких аппаратов определяется отключающей способностью предохранителей. В отличие от предохранителей ими можно управлять с помощью катушки отключения $КО$. Их защитные характеристики будут определяться релейной защитой.

Для надежности отключения необходимо, чтобы при любых возможных токах предохранитель не успевал разрывать цепь до рас-

хождения контактов аппаратов на расстояние, гарантирующее от электрического пробоя $t_p > t_b$ (рис. 6). Учитывая невысокие скорости отключения коммутационных аппаратов, сечение вставок, выбранное из этих условий, завышается. Применение такой вставки затягивает размыкание электрической цепи при токах перегрузки. Поэтому время отключения поврежденного участка будет определяться не столько релейной защитой, сколько токовременной характеристикой плавкой вставки. Чтобы избежать этого, характеристика плавкой вставки должна иметь вид прямой 2 (рис. 6).

Подобную характеристику имеет предохранитель с составной плавкой вставкой, выдергиваемой подвижными частями аппарата в процессе дешунтирования при расхождении его контактов на расстояние, безопасное по условиям пробоя.

Если зашунтируированная плавкая вставка будет постоянно обтекаться током, то возможно ее преждевременное перегорание при больших токах внешних коротких замыканий, когда ток через плавкую вставку сильно возрастает. Во избежание этого необходимо цепь плавких предохранителей выполнять нормально разомкнутой (рис. 7). Включение предохранителей в работу следует производить только при действии релейной защиты на отключение. При этом контакты $ЛК$ должны размыкаться после подключения предохранителей. Так, был реконструирован выключатель нагрузки типа ВНП.

Механический разрыв плавкой вставки. Одним из способов подачи команды на отключение элек-

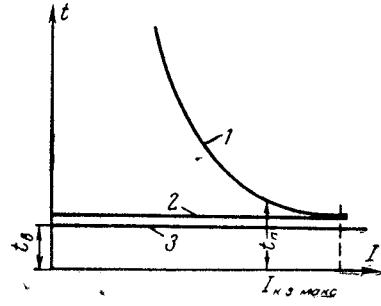


Рис. 6. Токо-временные характеристики.

1 — обычная плавкая вставка; 2 — составная плавкая вставка; 3 — линейно-коммутационный аппарат $ЛК$.

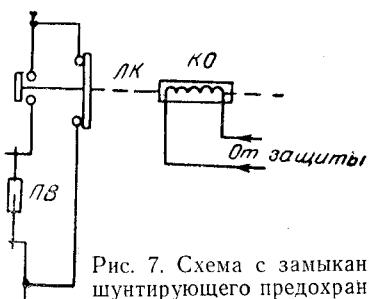


Рис. 7. Схема с замыканием цепи шунтирующего предохранителя по-сле действия защиты.

трической цепи предохранителем является механический разрыв плавкой вставки по сигналу релейной защиты.

Проведенные опыты с разрезанием плавкой вставки по сигналу релейной защиты на низковольтных предохранителях марки ПР-2 показали надежную их работу при отключении. Разрезание медных проволочных вставок, выбранных по номинальному току патрона предохранителя, производилось ножом, специально сконструированным для этих целей. Нож размещался или в середине патрона предохранителя 7 или на его концевом колпачке (рис. 8). Выдергивание разрезанной вставки осуществляется встроенной в противоположный конец предохранителя пружиной 5.

Для избежания возникновения дуги между выдергиваемой вставкой и пружиной необходимо, чтобы конец вставки имел с колпачком 3 гибкую проводящую связь 6.

Использование луча лазера. Концентрируя световую энергию в исключительно узком луче, лазеры позволяют сосредоточить сотни тысяч киловатт на площади порядка 1 см². Встречающийся на пути луча металл испаряется в течение микросекунд, что позволяет обеспечить быстрое отключение поврежденных участков энергосистем.

Очевидно, наиболее эффективно использование лазеров в высоковольтных сетях, где они могут конкурировать с мощными масляными выключателями. Отсутствие электрической связи, расположение лазера на значительном расстоянии от плавких предохранителей, высокое быстродействие благоприятствуют применению лазера, как источника энергии для пережигания плавкой вставки. Работой лазера управляет релейная защита. В аварийных режимах релейная защита заставляет лазер послать импульс световой энергии, который, проходя через прозрачный патрон или специальное прозрачное окно, расплавляет плавкую вставку в течение микросекунд.

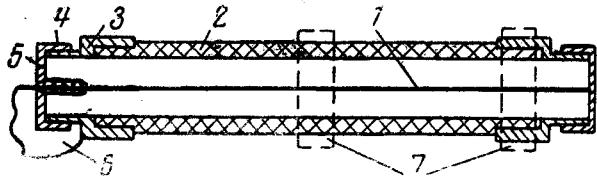


Рис. 8. Предохранитель с механическим разрывом плавкой вставки.

1 — плавкая вставка; 2 — патрон предохранителя ПР-2 (фибра); 3 — колпачок предохранителя; 4 — крышка колпачка; 5 — пружина для выдергивания вставки; 6 — гибкая проводящая связь; 7 — место размещения ножа.

Уже в настоящее время имеются лазеры, мощность которых достаточна для расплавления плавких вставок. Так, импульсный лазер позволяет делать отверстия в материалах толщиной до 3 мм. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что материалы с низкой теплопроводностью (например, железо) при данной энергии облучения испаряются легче, чем материалы с высокой теплопроводностью (например, медь) [Л. 6].

В трехфазных цепях может быть применен один лазер при использовании искусственного замыкания с помощью известной схемы, приведенной на рис. 9. В этом случае луч лазера пережигает плавкую вставку одного из предохранителей, например, фазы A. Так как фаза A через металлическое кольцо 2 соединена с фазой B, то дуга, возникшая в фазе A, создаст короткое замыкание между фазами A и B, что, в свою очередь, приведет к короткому замыканию между фазами B и C.

Выводы. 1. Предохранитель, как защитное устройство, имеет существенные недостатки — его характеристики нестабильны, зависят от многих факторов, которые невозможно учесть в расчетах. Согласование последовательно соединенных предохранителей для обеспечения их селективности часто невозможно.

2. Совершенствование методов расчета не может скомпенсировать недостатки предохранителей.

3. Как отключающий аппарат предохранитель обладает вполне удовлетворительными параметрами и значительно дешевле выключателя. Поэтому следует вести работы по созданию управляемых предохранителей, в которых функции защитного устройства выполняются специальными аппаратами.

4. Предлагаемые в статье схемы являются, по нашему мнению, возможным направлением в работах по расширению области применения предохранителей.

Литература

1. Моте Г. Э. О расчете граничного тока плавких предохранителей. Рига, 1956 (Институт энергетики и электротехники АН Латвийской ССР).

2. Wintergerst «Über die Schmelzzeit vor Schmelzsicherungen». Мюнхен, 1962.

3. Патент ФРГ № 1063697 от 1960 г., класс 21c, 70.

4. Шубенко В. А., Быстродействующий тиристорный электропривод переменного тока с управлением от цифровой слеляющей системы. «Электричество», 1965, № 9.

5. Айзенберг Б. Л., Волоцкой Н. В., Иваненков М. Н., Каменский М. Д., Казевич В. В. и Медведский Н. И., Городские электрические сети, Госэнергоиздат, 1958.

6. Экспресс-информация. Автоматизированный электропривод, электротехнология и ЭПП, 1966, № 18 и 16. Термическое действие лучей лазера на материалы.

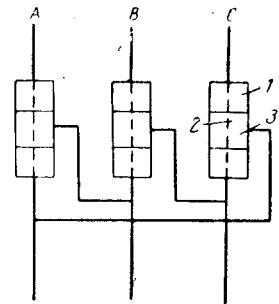


Рис. 9. Схема с пережиганием предохранителей трех фаз при перегорании одного из них.

1 — патрон; 2 — металлическое кольцо; 3 — плавкая вставка.

Дистанционное реле с многоугольной характеристикой срабатывания

Канд. техн. наук А. Б. ВИТАНОВ

Болгария

Применение полупроводниковых элементов в технике релейной защиты позволяет не только заменить старые электромеханические реле новыми, более быстрыми и надежными органами, но также открывает перед дистанционными защитами возможность получения новых характеристик. Исследования, проведенные СИГРЭ, показывают, что в современных условиях применяемые характеристики дистанционных защит следует заменить другими, более целесообразными. В докладе [Л. 3], который учитывает мнения многих стран, рекомендуются характеристики, приведенные на рис. 1. Сразу видно, что осуществление таких характеристик с помощью известных дистанционных реле затруднительно. Даже для простейшей характеристики — четырехугольной — необходимо применить четыре электромеханических реле, или, по меньшей мере, две полупроводниковые схемы сравнения по фазе [Л. 5], объединенные схемой «И» [Л. 4]. Применение таких сложных органов может быть оправдано только в исключительных случаях.

В болгарском Институте энергетики НИППИЕС разработано новое полупроводниковое реле, с помощью которого можно осуществить всевозможные характеристики, в том числе и приведенные на рис. 1. Следует отметить, что простейший частный случай этого реле, а именно вариант с четырехугольной характеристикой, уже описан в литературе [Л. 1].

Устройство реле. Структурная схема реле дана на рис. 2. Она состоит из следующих элементов:

1. **Формирователь.** На два входа этого элемента поступают напряжение U и ток I , а на его n выходах получаются величины вида

$$\dot{A}_i = A_i \angle \phi_i = \dot{a}_{i1}U + \dot{a}_{i2}I \quad (i=1, \dots, n). \quad (1)$$

Способы получения таких величин известны [Л. 2].

2. **Схема сравнения нескольких величин по фазе.** Это основной элемент реле. Схема сравнения двух величин уже нашла применение в релейной защите. Применяемая здесь схема сравнения имеет несколько входов, но это отличие не является принципиальным.

Величины \dot{A}_i , получаемые от формирователя, поступают на входы схемы сравнения и поэтому в дальнейшем мы будем называть их «входными величинами». Выходной сигнал схемы — периодический импульс с длительностью, приблизительно равной времени совпадения t_c одноименных полуволн всех входных величин. Этот сигнал существует, если угол τ пучка входных величин меньше π (рис. 3, а) и отсутствует, если $\sigma > \pi$ (рис. 3, б).

3. **Выходной элемент.** В общем случае это дискретный элемент с импульсным входом и непрерывным выходом. Сигнал на его выходе меняется в зависимости от наличия или отсутствия импульсов на его входе. Если реле работает как часть стати-

ческой защиты, роль выходного элемента заключается только в превращении периодического импульса в непрерывный сигнал, необходимый для дальнейшей обработки. В случаях, когда выходной сигнал реле должен принять форму замыкания или размыкания контакта, упомянутый выше непрерывный сигнал должен воздействовать на электромеханическое реле.

Следует обратить особое внимание на то обстоятельство, что в отличие от применяемых до сих пор реле со схемой сравнения по фазе, в предлагаемом реле время совпадения входных величин по фазе не измеряется. Увеличение числа входных величин позволяет применить в качестве критерия срабатывания только факт наличия совпадения одноименных полуволн. Измерение длительности этого совпадения, конечно, возможно и здесь, но оно не увеличивает разнообразия характеристик реле, а только усложняет его схему и вносит дополнительные погрешности [Л. 2]. Отметим однако, что при этом следует ожидать некоторого уменьшения помехоустойчивости реле по сравнению с органами, изменившими время совпадения.

В качестве примера на рис. 4 приведена простая схема реле, соответствующая блок-схеме

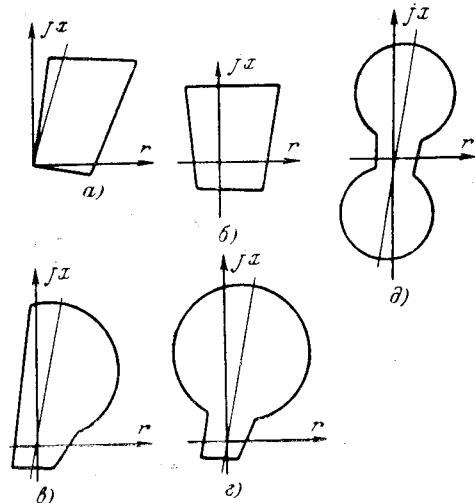


Рис. 1. Оптимальные характеристики дистанционных защит.

а — первая ступень; б — промежуточные ступени; в, г, д — пусковые органы или последняя ступень.

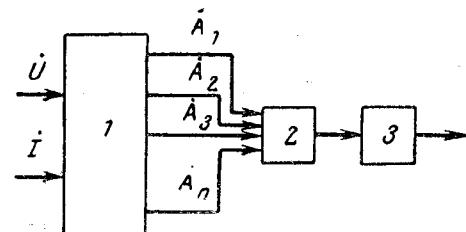


Рис. 2. Структурная схема реле.
1 — формирователь; 2 — схема сравнения по фазе; 3 — выходной элемент.

рис. 2. Для упрощения на рисунке показано получение только одной из входных величин схемы сравнения. Постоянная времени $R_e C_e$ должна быть больше 20 мсек. Если $\sigma < \pi$, на выходе схемы нет напряжения. Оно появляется при условии $\sigma > \pi$ (при отсутствии совпадения).

Отметим, что иногда точность реле, построенных на простейших схемах, подобных приведенной на рис. 4, недостаточна. Ее можно улучшить, увеличив чувствительность отдельных элементов и прежде всего схемы сравнения. Рассмотрение этих споров выходит за пределы статьи и мы ограничимся показом схемы сравнения (рис. 5), отличающейся очень высокой чувствительностью благодаря применению в ней триггера Шмитта и особых мер для температурной стабилизации. Схема разработана Златоустовским.

Характеристики реле. Входные величины схемы сравнения (1) можно представить в виде

$$A_i = I a_{i1} (\dot{Z} - \dot{Z}_i) \angle \gamma_i \quad (i = 1, \dots, n), \quad (2)$$

где приняты следующие обозначения:

$$\dot{Z} = Z \angle \varphi = \dot{U} / \dot{I}, \quad (3)$$

$$\dot{Z}_i = Z_i \angle \varphi_i = -a_{i2} / a_{i1}, \quad (4)$$

$$\gamma_i = \arg a_{i1}. \quad (5)$$

Выражения (2)–(5) применимы, строго говоря, только при условии $a_{i1} \neq 0$. Несмотря на это, они могут найти применение и для тех входных величин, для которых $a_{i1} = 0$, если условимся рассматривать эти величины как предел выражения (2) при

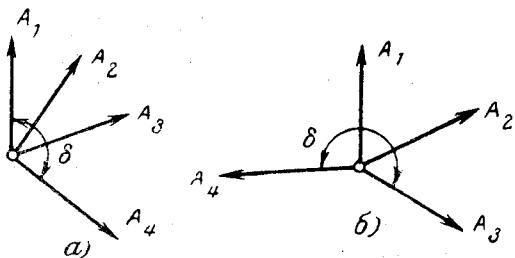


Рис. 3. Векторные диаграммы входных величин схемы сравнения.
а — в области совпадения, б — в области несовпадения.

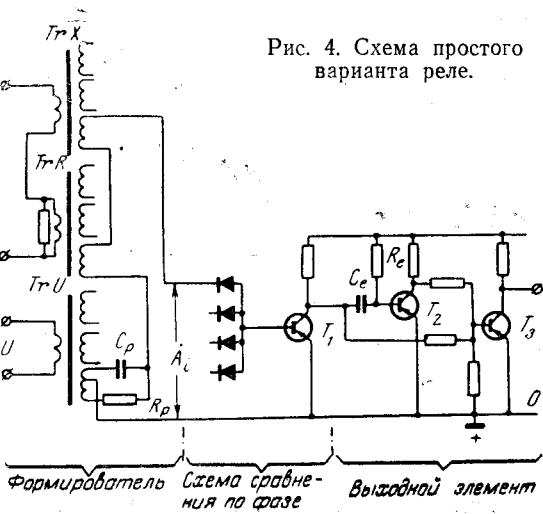


Рис. 4. Схема простого варианта реле.

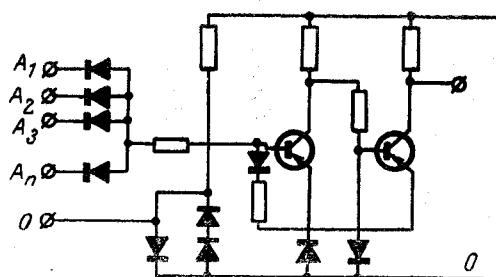


Рис. 5. Схема сравнения по фазе повышенной чувствительности.

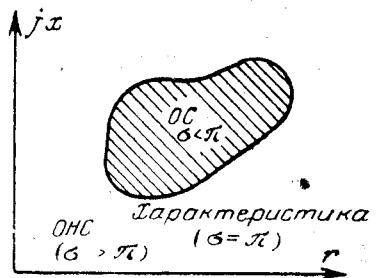


Рис. 6. Характеристика реле.

$a_{i1} \rightarrow 0$. При таком предположении величина γ_i теряет смысл и можно принять $\gamma_i = 0$. Тогда из (4) получаем:

$$Z_i \rightarrow \infty$$

$$\varphi_i = \arg (-a_{i2}). \quad (6)$$

Величины Z и \dot{Z}_i определяются в комплексной плоскости сопротивлений точки, которые мы будем обозначать через P и P_i . Точка P , определяемая сопротивлением Z на зажимах реле — переменная, а точки P_i — постоянные.

Из выражений (2)–(5) видно, что при заданных коэффициентах a_{i1} , a_{i2} , фазовые соотношения входных величин зависят только от сопротивления Z , т. е. от положения точки P . Область плоскости сопротивлений, которой соответствуют такие значения Z , что $\sigma < \pi$, можно назвать «областью совпадения» (ОС). Остальная часть плоскости является областью несовпадения (ОНС). Характеристика реле (рис. 6) — это линия, разделяющая обе области. Она определяется условием $\sigma = \pi$. Отметим, что для некоторых значений коэффициентов a_{i1} и a_{i2} , ОС (или ОНС) может быть только линией, точкой или вообще не существовать. Такие реле, конечно, неприменимы и в дальнейшем не рассматриваются.

Пусть A_r и A_s две из входных величин. Из выражений (2) следует, что они в противофазе ($\varphi_r = -\varphi_s = \pi$), если векторы $\dot{Z} - \dot{Z}_r$ и $\dot{Z} - \dot{Z}_s$ составляют угол

$$\alpha_{rs} = \pi - (\gamma_r - \gamma_s),$$

т. е. если точка P находится на дуге, от которой отрезок $P_r P_s$ виден под углом α_{rs} (рис. 7). Из тех же соображений видно, что $\varphi_r - \varphi_s = 0$, если точка P

находится на дуге, от которой отрезок P_rP_s виден под углом β_{rs} :

$$\beta_{rs} = -(\gamma_r - \gamma_s).$$

В дальнейшем дуги первого и второго типа будем обозначать соответственно: «дуги α » и «дуги β » и будем чертить их сплошными и пунктирными линиями. Отметим, что если угол дуги равен π , она совпадает с отрезком P_rP_s , а если угол равен 0 — с продолжением этого отрезка.

Посмотрим, во что превращаются дуги α и β , когда коэффициент a_{i1} какой-либо из входных величин равен нулю. Если $a_{s1} \rightarrow 0$, точка P_s удаляется в бесконечность ($Z_s \rightarrow \infty$), по направлению φ_s : выражение (6). Из рис. 7 видно, что в таком случае отрезок P_rP_s и дуги α_{rs} и β_{rs} превратятся в лучи, исходящие из точки P_r и заключающие с осью Or углы, соответственно равные φ_s , ($\varphi_s - \varphi_r$) и $\pi + (\varphi_s - \varphi_r)$ (рис. 8). В дальнейшем, говоря о дугах α и β мы будем подразумевать также и частные случаи, когда они принимают форму отрезков или лучей.

Отметим здесь, что если две дуги α_{ir} и α_{is} , исходящие из одной и той же точки P_i , пересекаются еще в одной точке Q_{irs} , то через точку Q_{irs} по необходимости проходит также и дуга β_{rs} , соединяющая точки P_r и P_s . Точки типа Q , как будет показано ниже, играют иногда важную роль в определении характеристики реле.

Для определения характеристики реле следует нанести в комплексной плоскости сопротивлений все точки P_i и потом соединить дугами α и β каждую из них со всеми остальными. Совокупность всех дуг α делит плоскость сопротивлений на некоторое число областей (рис. 9 и 10). Нетрудно показать, что область совпадений ОС является одной из них (конечно если она существует). Таким образом определение характеристики реле сводится к вопросу, какая из этих областей является ОС.

Существует способ, который позволяет легко найти ОС или показать что ее нет. Доказательство этого способа дано в приложении, а здесь мы ограничимся приведением только практических правил отыскания ОС.

1. Прежде всего следует проверить возможно ли найти среди точек P_i по меньшей мере одну, в которой угол пучка касательных ко всем дугам α , исходящим из нее, не больше π . Обычно это возможно. Тогда указанная точка является вершиной ОС (и характеристики) реле, а из всех областей, прилегающих к этой точке, ОС та, в которую входят только дуги β , исходящие из рассматриваемой точки, т. е. область вне пучка дуг α . Все точки P_i на рис. 9 являются примерами точек такого типа.

Некоторые из точек P_i могут иногда совпадать, как например, точки P_4 и P_5 на рис. 9,б. В таком случае из m -кратной точки исходят m групп дуг α , каждая из которых относится к одной из совпадающих точек и состоит из $(n-m)$ дуг. Можно показать, что угол пучка касательных к каждой из этих групп один и тот же. Именно этот угол и должен быть не больше π для того, чтобы m -кратная точка являлась вершиной ОС. ОС и в этом случае область вне пучков дуг α , в которую входят только дуги β (не обязательно все). Следует обратить внимание

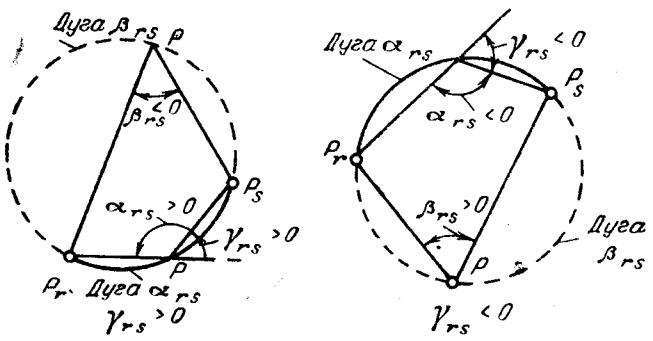


Рис. 7. Дуги α_{rs} и β_{rs} .
а — случай $\gamma_r - \gamma_s > 0$; б — случай $\gamma_r - \gamma_s < 0$.

на то, что в отличие от простых точек, кратные точки могут быть вершинами ОС и в случаях, когда угол пучка всех исходящих из них дуг α больше π . Такой, например, является точка $P_4 = P_5$ на рис. 9,б.

Некоторые из точек P_i могут иногда находиться в бесконечности (когда для соответствующих входных величин $a_{i1} = 0$). В таких случаях следует использовать сферу Римана и показать расположение лучей α в полюсе, соответствующем бесконечно удаленной точке. Пример такого построения виден на рис. 10,а для точек $P_2 = P_3$. Следует отметить, что бесконечно удаленная точка часто является кратной, так как в ней совпадают точки всех входных величин, для которых $a_{i1} = 0$. При указанном подходе к этим точкам проверка того, являются ли они вершинами ОС, и определение самой ОС ничем не отличается от рассмотренных выше способов для обычных точек.

2. Если ни одна из точек P_i не отвечает выше-поставленному условию, как например на рис. 10,б, то среди областей, на которые совокупность дуг α делит плоскость Z , следует искать область, удовлетворяющую следующим требованиям:

а) все ее вершины являются точками типа Q , притом такими, что среди их индексов находятся все возможные сочетания по 3 из n (n — число входных величин). Очевидно, что при таком условии число вершин должно быть не меньше C_n^3 ;

б) дуги β , проходящие через каждую вершину, входят в рассматриваемую область.

Если возможно найти область, удовлетворяющую этим двум требованиям, то она является областью совпадения. Пример такой области приведен на рис. 10,б. Следует отметить, что ОС этого типа встречаются редко.

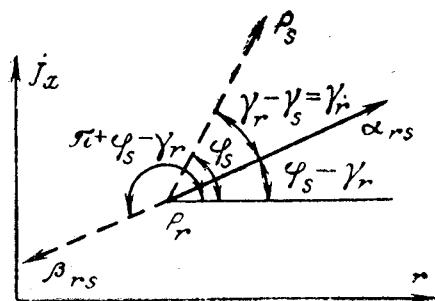
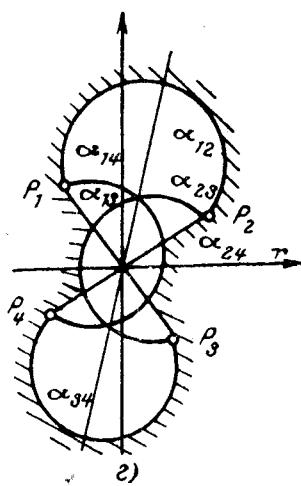
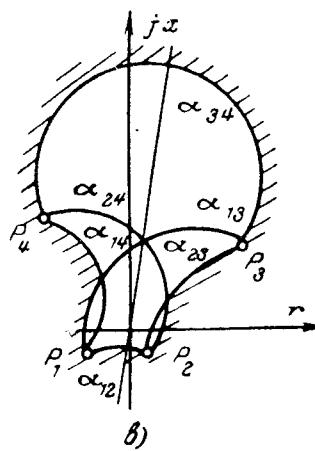
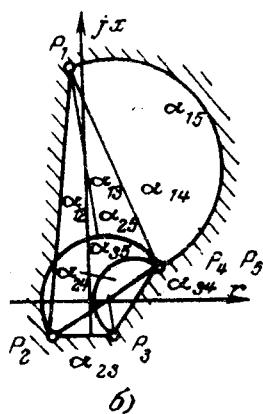
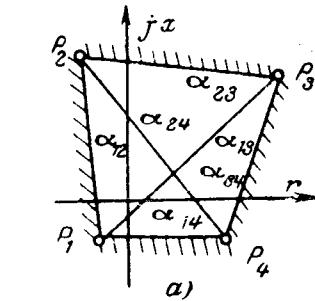


Рис. 8. Лучи α_{rs} и β_{rs} в случае $a_{s1} \rightarrow 0$.



3. Если исследование по вышеприведенным п. 1 и 2 не привело к результату, то у схемы вообще нет ОС. Такие реле нетрудно придумать, но так как они не имеют практического значения, мы не будем на них останавливаться.

Из рассмотрения действия реле, основанных на сравнении по фазе нескольких величин, можно сделать вывод, что их характеристики чрезвычайно разнообразны. Меняя число n входных величин и значения коэффициентов a_{11} , a_{12} , нетрудно получить почти любую заданную характеристику.

Характеристики, приведенные в качестве примеров на рис. 9, дают способы получения оптимальных характеристик по рис. 1. Величины Z_i для соответствующих реле определяются требуемым положением точек P_i , а значения углов γ_i даны в подписи к рис. 9. Из Z_i и γ_i с помощью выражений (4) и (5) можно определить значения коэффициентов a_{11} и a_{12} , причем некоторые из параметров можно выбирать из других соображений, например, для получения максимальной чувствительности реле или для упрощения схемы формирователя.

Сопоставляя рисунки 1 и 9, следует отметить, что:

а) четырехугольник из рис. 9,а является только примером характеристики в виде многоугольника,

Рис. 9. Получение оптимальных характеристик.
а — четырехугольная характеристика, четыре входные величины $\gamma_1=\gamma_2=\gamma_3=\gamma_4$; б, в, г — характеристики пусковых органов; б — пять входных величин: $\dot{Z}_4=\dot{Z}_5$; $\gamma_1=\gamma_2=\gamma_3=\gamma_4$; $\gamma_5=\gamma_1+90^\circ$; в — четыре входные величины: $\gamma_2=\gamma_1+40^\circ$; $\gamma_3=\gamma_1+70^\circ$; $\gamma_4=\gamma_1-50^\circ$; г — четыре входные величины: $\gamma_1=\gamma_3$, $\gamma_2=\gamma_4=\gamma_1+120^\circ$.

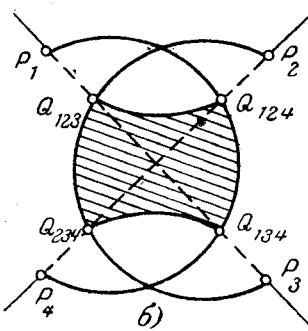
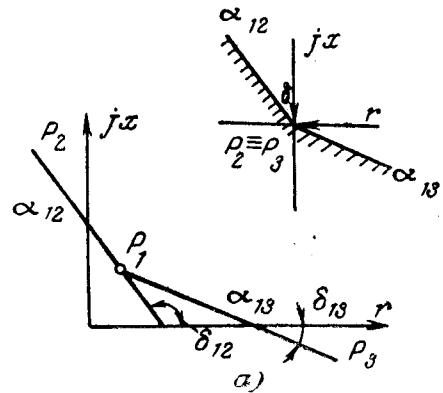


Рис. 10. Различные характеристики.

а — угловая характеристика, три входные величины: $a_{21}=a_{31}=0$, $\Phi_2=\Phi_{13}+\gamma_1$, $\Phi_3=\Phi_{13}+\gamma_1$; б — характеристика типа Q , четыре входные величины: $\gamma_2=\gamma_1-60^\circ$, $\gamma_3=\gamma_1+180^\circ$, $\gamma_4=\gamma_1+120^\circ$.

Для получения n -угольной характеристики необходимы n входные величины того же типа.

б) Характеристики из рис. 9,б, в, г несколько отличаются от соответствующих характеристик рис. 1,в, г, д, но несмотря на это они вполне отвечают тем условиям, из которых получены характеристики рис. 1. Кроме того, при удачном выборе положения точек P_i эти отличия можно свести к минимуму.

Заключение. В настоящей статье нашли место только основные положения построения и работы рассматриваемых реле, и поэтому некоторые вопросы остались незатронутыми, например:

а) Влияние чувствительности элементов реле и прежде всего схемы сравнения по фазе на характеристику. Отметим, что лабораторные испытания образца реле показали, что при применении схемы сравнения повышенной чувствительности отличие между идеальными и экспериментальными характеристиками очень мало.

б) Влияние апериодической составляющей тока на работу реле и на характеристику.

в) Составление и расчет схемы реле и др.

Исследование этих вопросов выходит за пределы данной статьи, но несмотря на это содержащиеся в ней сведения позволяют сделать следующие выводы:

1. Разнообразие характеристик, которые можно

получить с помощью рассматриваемых реле очень велико. В этом состоит их основное преимущество перед всеми другими полупроводниковыми дистанционными реле.

2. Точность реле выше точности других реле, использующих схемы сравнения по фазе, так как отсутствует измерение времени совпадения, вносящее дополнительную погрешность.

3. Время действия реле то же, что и при других полупроводниковых реле сравнения по фазе (0,5 или 1 период).

4. Из-за нескольких выходных величин формирователь реле иногда сложнее формирователей других полупроводниковых реле, но остальная схема может быть проще схемы реле с двумя величинами из-за отсутствия интегрирующего звена.

Приложение. Особенности вершин области совпадения. Предположим, что для какого-нибудь положения точки P в плоскости сопротивления угол σ пучка входных величин меньше π . Если точка P начинает двигаться из этого положения, то, очевидно, σ останется меньше π до тех пор, пока какая-нибудь из разностей $\varphi_r - \varphi_s$ не перейдет через π , т. е. пока точка P не пересечет какую-нибудь из дуг α . Это означает, что ОС ограничена дугами α и является, если вообще существует, одной из областей, на которые совокупность всех дуг α делит плоскость сопротивлений.

Вершинами этих областей могут быть: а) точки P_i , б) точки Q_{irs} (т. е. точки пересечения двух дуг α_{ir} и α_{is} , исходящих из одной и той же точки P_i), в) точки пересечения двух дуг $\alpha_{r_1s_1}$ и $\alpha_{r_2s_2}$ ($r_1 \neq r_2$, $s_1 \neq s_2$), не исходящих из одной и той же точки P_i . Через точки этого типа не проходят дуги β . Ниже показано, какие из этих точек и при каких условиях могут быть вершинами ОС.

1. Точки P_i .

Рассмотрим одну из этих точек, например точку P_1 . Из нее исходят $(n-1)$ дуг α . Из выражения (2) и из способа построения дуг α (рис. 7) следует, что когда $\dot{Z} = \dot{Z}_1$, т. е. когда точка P совпадает с точкой P_1 , величины $\dot{A}_i \angle \pi - (\gamma_i + \varphi_i)^*$ ($i=2, \dots, n$) совпадают с касательными в точке P_1 к дугам α , соединяющим эту точку с соответствующими точками P_i ($i=2, \dots, n$). Угол σ' пучка этих касательных совпадает, следовательно, с углом пучка входных величин $\dot{A}_2, \dots, \dot{A}_n$. Если он больше π , точка P_1 находится в ОНС и не может быть вершиной ОС. Если $\sigma' \leq \pi$, одна из областей, прилегающих к точке P_1 , может быть ОС.

Предположим, что точка P перемещается из точки P_1 в ее окрестности по одной из дуг β , например по дуге β_{12} . Тогда угол пучка величин $\dot{A}_2, \dots, \dot{A}_n$ остается меньше π , так как точка P не пересекает дугу α , а величина \dot{A}_1 , постепенно увеличиваясь, совпадает по фазе с одной из других входных величин, в рассматриваемом случае с величиной \dot{A}_2 . Это означает, что здесь угол пучка всех входных величин мень-

ше π и мы находимся в ОС. Из этого следует правило 1 отыскания ОС, приведенное выше.

2. Точки Q_{irs} .

Через каждую такую точку (как было отмечено выше) проходит и дуга β_{rs} . Это следует из того обстоятельства, что в точке Q_{irs} , как точке пересечения дуг α_{ir} и α_{is} , $\varphi_r - \varphi_s = \pi$ и $\varphi_i - \varphi_s = \pi$ и, следовательно, $\varphi_r - \varphi_s = 0$.

Рассмотрим взаимное расположение величин \dot{A}_i , \dot{A}_r и \dot{A}_s в окрестности точки Q_{irs} . Когда точка P находится на дуге α_{ir} , величины \dot{A}_i и \dot{A}_r в противофазе, а когда она на дуге α_{is} в противофазе уже величины \dot{A}_i и \dot{A}_s . Переход из первого расположения величин \dot{A}_i , \dot{A}_r , \dot{A}_s во второе возможен с изменением или без изменения порядка следования фаз величин \dot{A}_r и \dot{A}_s . Если переход осуществляется без изменения порядка, в промежуточном положении угол пучка величин \dot{A}_i , \dot{A}_r , \dot{A}_s должен быть больше π . Этому случаю соответствует движение точки P в двух областях, через которые не проходит дуга β_{rs} , которые, следовательно, являются областями несовпадения. Наоборот, если переход осуществляется с изменением порядка следования фаз величин \dot{A}_r и \dot{A}_s , в промежуточном положении угол пучка величин \dot{A}_i , \dot{A}_r , \dot{A}_s становится меньше π , причем угол $\varphi_r - \varphi_s$ переходит через нуль. Этому случаю соответствует движение точки P от дуги α_{ir} к дуге α_{is} (или наоборот) через области, где проходит дуга β_{rs} . В этих двух областях, следовательно, угол пучка трех величин \dot{A}_i , \dot{A}_r и \dot{A}_s меньше π .

Если у реле n входные величины, то для того чтобы угол пучка всех величин был меньше π , необходимым и достаточным является условие, чтобы углы пучков всех возможных сочетаний по 3 из входных величин были меньше π . Следовательно, если все вершины ОС являются точками типа Q_{irs} , то мы получаем приведенное выше правило 2 отыскания ОС.

3. Точки пересечения двух дуг $\alpha_{r_1s_1}$ и $\alpha_{r_2s_2}$ находятся всегда в ОНС, так как в этих точках $\varphi_{r_1} - \varphi_{s_1} = \pi$ и $\varphi_{r_2} - \varphi_{s_2} = \pi$, что возможно только, если угол пучка величин $\dot{A}_{r_1}, \dot{A}_{s_1}, \dot{A}_{r_2}, \dot{A}_{s_2}$ больше π . Такие точки, следовательно, не могут быть вершинами ОС.

Литература

1. Китаура Коити, Направленное реле сопротивления с прямоугольной характеристикой на полупроводниках, Ом Дэнки Дзаси, 50, 1963, № 8.

2. Фабрикант В. Л., Принципы построения релейных органов с двумя электрическими величинами, Рижский политехнический институт, 1963.

3. В гатер J. L., Desirable shapes of distance relay characteristics in different cases, CIGRE, Study committee № 4, Bucarest, 1965.

4. Гиот С., Маршаль Г., Вазкез Р., Nouvelles possibilités offertes par les circuits transistorisés en protection de distance, CIGRE, Rapport 309, Paris, 1964.

5. Витанов А. В., Über Phasenvergleichsschaltungen und ihre Kennlinien, Wiss. Zeitschrift. der Elektrotechnik (WZE), 1965, № 2.

[27.4.1967]

* φ_i — фаза тока I .



Прямой поиск оптимальных переходных процессов в объектах с одним управляемым сигналом

Канд. техн. наук Дж. А. АВЕТИСЯН и инж. Е. Б. ДЕМЕНТЬЕВА
Москва

Непрерывное повышение требований к регулированию и управлению электрических машин требует тщательного изучения оптимальных законов регулирования и оптимальных переходных процессов. Под оптимальным законом регулирования будем понимать оптимальную зависимость управляемых воздействий от времени в течение детерминированного переходного процесса, т. е. динамические законы регулирования. Анализ оптимальных переходных процессов позволяет оценить возможности управления и создает основу для разработки эффективных систем регулирования.

Численные методы расчета оптимальных законов и процессов, использующие математические конструкции принципа максимума, динамического программирования, линейных неравенств и т. д., являются достаточно сложными и громоздкими для инженерного пользования. Можно утверждать, что проблема эффективного вычислительного алгоритма до сих пор остается нерешенной.

В статье описываются вычислительные алгоритмы, полученные на основе методов прямого поиска. Алгоритмы рассматриваются применительно к линейным объектам управления с одним управляемым воздействием, к которым во многих случаях приводятся регулируемые электрические машины. В качестве критерия оптимизации принято максимальное быстродействие. Выбор критерия обусловлен усилением требований к времени переходного процесса, особенно для машин, нагрузки которых коммутируют с высокой частотой.

Следует отметить, что имеется возможность обобщения и развития алгоритмов на случай нескольких управляемых воздействий и отдельных типов нелинейных объектов управления. Кроме того, критерием оптимизации могут быть и другие виды функционалов, в частности, различные интегральные оценки.

Для иллюстрации приложения алгоритмов приводится пример расчета на ЭЦВМ оптимальных по быстродействию детерминированных процессов в синхронном генераторе, регулируемом с целью стабилизации напряжения при заданных изменениях нагрузки. Этот пример позволяет установить соответствие с результатами аналитического исследования оптимальных законов регулирования синхронного генератора, проведенного с помощью принципа максимума [Л. 1]. Опробование алгоритмов для численного решения некоторых примеров, рассмотренных в [Л. 2], также показало практическое хорошее совпадение с известными результатами.

Постановка задач. Задача оптимального быстродействия (задача № 1) для линейного объекта с одним управлением формулируется следующим образом. Задан объект, описываемый обыкновенными дифференциальными уравнениями:

$$\frac{dx_i}{dt} = \sum_{j=1}^n a_{ij}x_j + b_{iy}; \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где $x_i(x_j)$ — переменные, характеризующие состояние объекта (фазные координаты);
 y — управляющее воздействие или просто управление;
 a_{ij}, b_i — постоянные коэффициенты.

На управление наложено ограничение довольно общего характера, а именно:

$$|y| \leq A = \text{const.} \quad (2)$$

Граничные условия задачи определяются так. До начала переходного процесса и после его окончания объект находится в состоянии покоя, т. е. x_i и y принимают установившиеся постоянные значения. Начало координат фазового пространства можно выбрать так, чтобы состояние покоя после переходного процесса совпадало с началом координат.

Тогда

$$\left. \begin{array}{l} x_i(0) = C_i; \\ x_i(T) = 0, \end{array} \right\} \quad (3)$$

где C_i — постоянные величины;
 T — время переходного процесса.

Необходимо найти такую функцию $y(t)$ на интервале времени $[0, T]$, которая удовлетворяет условию (2) и за минимальное время переводит объект (1) из заданного начального состояния $\bar{C}(C_i)$ в начало координат фазового пространства. Таким образом, требуется минимизировать функционал

$$J = \int_0^T dt = T \quad (4)$$

при наличии ограничений (1) — (3).

Эта задача максимального быстродействия подробно исследована в [Л. 2], где показано, что оптимальное управление является кусочно-постоянной функцией релейного типа. Поэтому задача № 1 часто называется задачей релейного управления.

Одна из главных вычислительных трудностей задачи № 1 кроется в отсутствии явной связи между функционалом (4) и $y(t)$. По существу требуется найти не только $y_{\text{опт}}(t)$, но и интервал $[0, T]$, на котором управление определено. В этом отношении более удобна замена задачи № 1 задачей № 2, известной под названием задачи терминального управления, которая формулируется так [Л. 3].

Задан объект (1) и интервал $[0, T]$, на котором рассматривается поведение объекта. Начальное состояние объекта характеризуется величиной

$$|\bar{C}| = R(C_i) = \left[\sum_{i=1}^n C_i^2 \right]^{1/2},$$

представляющей расстояние изображающей точки фазового пространства от начала координат в момент $t=0$. Необходимо найти на интервале $[0, T]$ такое $y(t)$, которое удовлетворяет условию (2) и минимизирует расстояние изображающей точки от начала координат в конечный момент $t=T$. Минимизируемый функционал имеет вид положительно определенной квадратичной функции фазных координат:

$$R^2[x_i(T)] = \sum_{i=1}^n x_i^2(T). \quad (5)$$

Приведением к интегральному виду легко показать, что минимизируемый функционал явным образом зависит от управления $y(t)$. Для этого используем преобразования:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n x_i^2(T) &= \int_0^T \left[\sum_{i=1}^n x_i^2(t) \right] dt + \sum_{i=1}^n x_i^2(0) = \\ &= 2 \int_0^T \sum_{i=1}^n x_i \left(\frac{dx_i}{dt} \right) dt + \sum_{i=1}^n x_i^2(0). \end{aligned}$$

Подставляя сюда значения dx_i/dt из (1) и учитывая, что T задано, получим:

$$R^2(y) = 2 \int_0^T \sum_{i=1}^n x_i \left(\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j + b_{iy} \right) dt + \sum_{i=1}^n C_i^2. \quad (6)$$

Чтобы использовать задачу № 2 для решения задачи № 1, надо минимизировать функционал (6) для различных заданных T_1, T_2, \dots и построить зависимость $g_{\text{опт}}(T)$, где

$$g_{\text{опт}} = \min_y R^2(y). \quad (7)$$

Первый минимум этой зависимости, равный нулю, и будет решением задачи максимального быстродействия.

Исследования задачи № 2 [Л. 4 и 5] показали, что для всех $T \leq T_{\text{опт}}$ ($T_{\text{опт}}$ — минимальное время перехода в начало координат) управление y аналогично задаче № 1 и является функцией релейного типа, а для $T > T_{\text{опт}}$ управляющая функция может отличаться от релейной. Причем при $T \leq T_{\text{опт}}$ функционал (6) имеет один минимум, а при $T > T_{\text{опт}}$ минимумов может быть несколько. Однако, так как по величине последние равны нулю, то все равно, какой из минимумов найти.

В дополнение к задачам № 1 и 2 сформулируем вспомогательную задачу терминального управления (задачу № 3), практический смысл которой станет ясен ниже. Задача № 3 отличается от задачи № 2 тем, что оптимальное управление ищется в классе релейных функций, для которых задано число переключений k и чередование знаков y на интервалах постоянства. Если моменты переключения релейного управления обозначить через t_m ($m = 1, 2, \dots, k$), а значения y на интервалах постоянства — через $y^{(l)}$ ($l = 1, 2, \dots, k+1$), то минимизируемый функционал (6) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} R^2(y) = R^2(t_m) &= 2 \int_0^{t_1} \sum_{i=1}^n x_i \left(\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j + b_{iy^{(1)}} \right) dt + \\ &+ \dots + 2 \int_{t_k}^T \sum_{i=1}^n x_i \left(\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j + b_{iy^{(k+1)}} \right) dt + \\ &+ \sum_{i=1}^n C_i^2, \end{aligned} \quad (8)$$

где значения $y^{(l)}$ определяются равенствами

$$\left. \begin{aligned} y^{(1)} &= y^{(2)} = y^{(3)} = \dots = \pm A; \\ y^{(2)} &= y^{(4)} = y^{(6)} = \dots = \mp A. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Моменты переключений t_m не должны совпадать друг с другом, иначе число переключений k станет меньше заданного, т. е.

$$0 < t_1 < t_2 < \dots < t_k < T. \quad (10)$$

Таким образом, с учетом независимости аргументов t_m задача № 3 сводится к минимизации функции (8) в интервале $[0, T]$ при выполнении условий (1), (9) и (10) в отличие от задач № 1 и 2, где минимизируются функционалы.

Если число k и чередование знаков $y^{(l)}$ такое же, как в задаче № 1, то последнюю также можно решить с помощью построения $g_{\text{опт}}(T)$, где

$$g_{\text{опт}} = \min_{t_m} R^2(t_m). \quad (11)$$

Функция (11) имеет только один минимум, равный нулю, так как для выполнения $g_{\text{опт}}(T) = 0$ при $T > T_{\text{опт}}$ либо характер управления должен отличаться от релейного, либо число k должно быть отлично от заданного. Эта особенность функции (11) позволяет легко определить значение $T_{\text{опт}}$ и соответствующий оптимальный переходный процесс.

Из постановки задачи № 3 видно, что последняя не обладает достаточной общностью по сравнению с задачами № 1 и 2 и может быть использована для уточнения решений этих задач, если они получены приближенным образом.

Алгоритмы поиска решений. Основу предлагаемых алгоритмов прямого поиска составляют следующие предпосылки. Методы прямого поиска достаточно хорошо разработаны применительно к функциям многих переменных. Чтобы получить возможность их использования, следует задачи оптимизации функционалов (№ 1 и 2) преобразовать к задачам оптимизации функций многих переменных. Такое преобразование можно осуществить заменой непрерывных моделей управляемых объектов соответствующими дискретными аналогами. При этом предполагается, что оптимум функционала в непрерывном варианте задачи соответствует оптимуму функции в дискретном варианте. Не вдаваясь в область математического обоснования указанных предпосылок, примем последние в качестве эвристического приема, который позволяет с помощью небольших усилий получить удовлетворительные результаты в решении поставленных задач.

Простейшим образом дискретные варианты задач получаются заменой дифференциальных уравнений разностными. В результате от системы (1) переходим к системе рекуррентных соотношений:

$$\begin{aligned} x_{i(p+1)} &= x_{ip} + \Delta t \left(\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j + b_{iy_p} \right), \\ i &= 1, 2, \dots, n; \\ p &= 0, 1, \dots, N-1, \end{aligned} \quad (12)$$

где N — число элементарных участков Δt , на которые разбит заданный интервал $[0, T]$, т. е.

$$T = \Delta t \cdot N. \quad (13)$$

Указанный переход означает, что вместо непрерывных функций времени, например $y(t)$, рассматривается набор значений y через последовательные

интервалы Δt , который обозначим через $\{y_p\}$, ($p=0, 1, \dots, N-1$). Следовательно, минимизируемый функционал непрерывной задачи, зависящий от $y(t)$, в дискретном варианте преобразуется в функцию, зависящую от набора переменных $\{y_p\}$:

$$R^2(y_p) = \sum_{i=1}^n x_{iN}^2. \quad (14)$$

Зависимость минимизируемой функции (14) от переменных y_p более строго можно показать последовательной подстановкой соотношений (12) в правую часть выражения (14).

Учитывая условие (2), ограничивающее величину y_p , область изменения переменных y_p можно представить N -мерным кубом с центром, совпадающим с началом координат N -мерного пространства, координатами которого являются y_p . Обозначим эту допустимую область Y для y_p . В случае релейного управления минимум функции (14) находится в вершине области Y .

Рассмотрим алгоритм для решения задачи № 2. Эвристические предпосылки указывают, что при $T \leq T_{\text{опт}}$ имеется один минимум функции (14) в одной из вершин Y , а при $T > T_{\text{опт}}$ может быть несколько минимумов, равных нулю и расположенных произвольно в области Y . Таким образом, при любом T достаточно найти относительный минимум функции (14) в области Y .

Для этого удобно воспользоваться методом Гаусса — Зейделя. Вычислительный алгоритм (программа I) в данном случае сводится к варьированию набора $\{y_p\}$ в пределах области Y с целью монотонного уменьшения величины функции (14). Варьирование $\{y_p\}$ производится последовательным изменением y_p с постоянным шагом Δy . Направление изменения y_p легко определить пробным шагом. Последовательность варьирования y_p можно выбрать как в сторону увеличения p , т. е. y_0, y_1, \dots, y_{N-1} , так и в сторону уменьшения, т. е. $y_{N-1}, y_{N-2}, \dots, y_1, y_0$. Практически последовательность надо выбрать так, чтобы уменьшить время поиска. После вариации полного набора $\{y_p\}$ начинается повторная вариация. Поиск считается законченным, когда любое изменение $\{y_p\}$ не приводит к уменьшению функции (14).

Алгоритм численного решения задачи № 1 с помощью двойственной задачи № 2 аналогично непрерывным вариантам сводится к построению зависимости

$$g_{\text{опт}}(T) = \min_{y_p \in Y} R^2(y_p, T). \quad (15)$$

Для повышения точности получаемых результатов необходимо уменьшать значения Δt и Δy , что ведет к увеличению времени поиска. Время поиска решения задачи № 2 можно существенно уменьшить, если оптимальное управление искать лишь в классе релейных управлений, т. е. принять:

$$|y_p| = A, \quad p = 0, 1, \dots, N-1. \quad (16)$$

Такое ограничение допустимо, так как оптимальное по быстродействию управление является релейным. Условие (16) означает, что множество допустимых наборов $\{y_p\}$ располагается лишь в вершинах области Y . Иначе каждая переменная y_p имеет два допустимых значения ($+A$) или

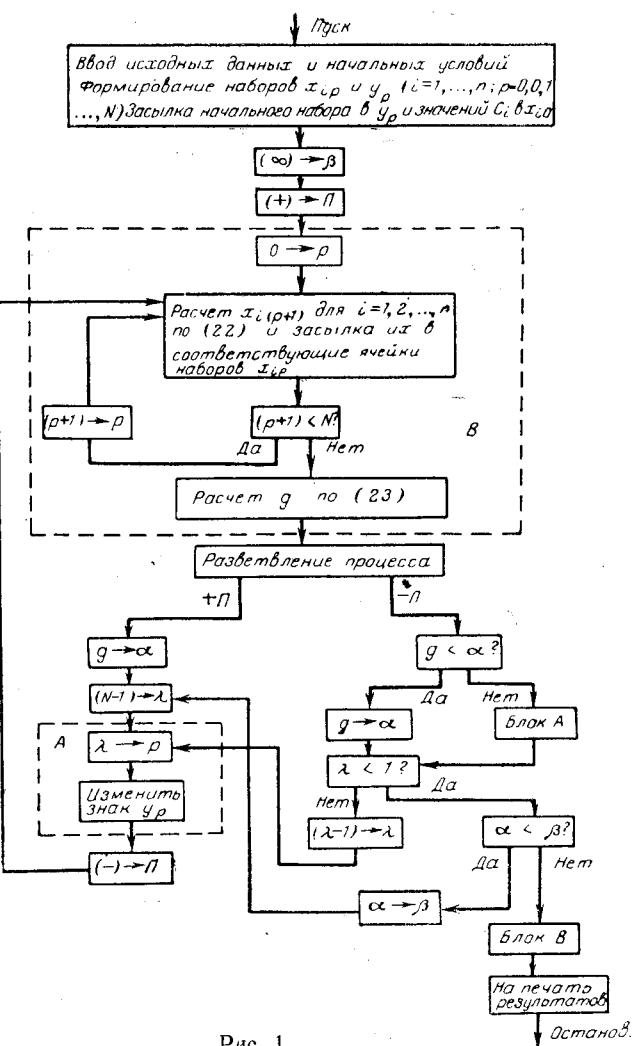


Рис. 1.

(—A). В этом случае вычислительный алгоритм (программа II), построенный на базе метода Гаусса — Зейделя, также сводится к варьированию $\{y_p\}$. Однако процесс варьирования переменной y_p упрощается. Сравниваются значения минимизируемой функции для значений $y_p = +A$ и $y_p = -A$ и запоминается наименьшее значение с соответствующим y_p . Блок-схема программы II, предназначеннной для расчетов на ЭЦВМ, приведена на рис. 1.

Необходимо отметить, что возможны ситуации, когда поиск по программе II может привести к ложному результату. Это объясняется тем, что процесс поиска происходит в виде резких переходов из одной вершины области Y в другую, т. е. y_p изменяется достаточно «большими шагами». Поэтому для получения гарантированных результатов надо повторить поиск несколько раз, начиная с различных начальных наборов $\{y_p\}$.

Зависимость $g_{\text{опт}}(T)$, полученная с помощью программы II, совпадает с аналогичной зависимостью, соответствующей программе I, только на участке $T \leq T_{\text{опт}}$, когда оптимальное управление является релейным. При $T > T_{\text{опт}}$ зависимость $g_{\text{опт}}(T)$ для программы II носит довольно произвольный характер. Ввиду этого достаточно точное определение $T_{\text{опт}}$ с помощью программы II затруд-

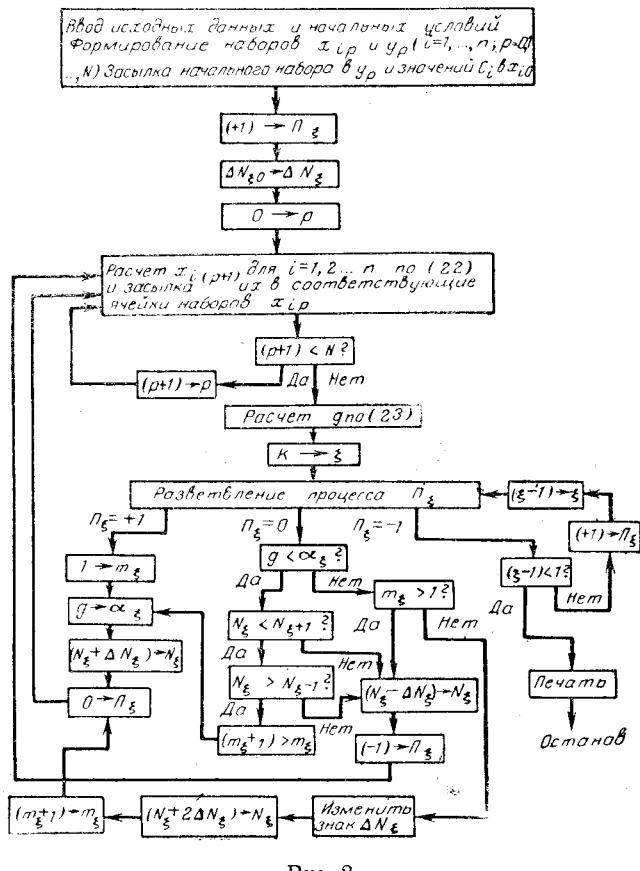


Рис. 2.

нительно, так как нужно перебрать большое число различных значений T , что увеличивает пропорционально время расчетов на ЭЦВМ. Поэтому программу II целесообразно использовать для быстрого определения приближенного значения $T_{\text{опт}}$ и качественной оценки оптимального управления. Дальнейшее уточнение легко получить с помощью задачи № 3, которая даже в непрерывном варианте является задачей оптимизации функций, а не функционала.

Обычные методы поиска оптимума нельзя применить для численного решения задачи № 3 из-за ограничения (10). Последнее показывает, что допустимая область изменения искомых переменных t_m представляет собой k -мерный куб с изменяющимися размерами ребер, так как отрезок вариации t_m , по крайней мере, с одной стороны ограничивается значением другой переменной t_{m+1} или t_{m-1} . Таким образом, выбор переменных t_m представляет многоэтапный процесс. Поэтому для поиска минимума функции (8) является пригодным лишь метод динамического поиска оптимума, основанный на принципе динамического программирования и подробно изложенный в [Л. 6 и 7]. Предварительно следует задачу № 3 представить в виде функционального уравнения P Беллмана. Для этого сделяем замену переменных в задаче № 3 следующим образом:

$$T^{(l)} = t_m - t_{m-1}; \quad (l = 1, 2, \dots, k+1), \quad (17)$$

т. е. вместо моментов переключений релейной функции будем рассматривать интервалы постоянства значений $y^{(i)}$. Переменные $T^{(i)}$ при заданном

интервале $[0, T]$ связаны соотношением:

$$\sum_{l=1}^{k+1} T^{(l)} = T, \quad (18)$$

благодаря которому число независимых переменных $T^{(i)}$ также равно k . После замены переменных минимизируемая функция (8) принимает вид:

$$R^2(t_m) = R^2(T^{(l)}) = 2 \sum_{l=1}^{k+1} \int_0^{T^{(l)}} \sum_{i=1}^n x_i \left(\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j + b_i y^{(l)} \right) dt + \sum_{i=1}^n C_i^2. \quad (19)$$

Каждый из интегралов правой части является функцией интервала интегрирования $T^{(l)}$ и начальных условий $x_{t_0}^{(l)}$, т. е.

$$\int_0^{T^{(l)}} \sum_{i=1}^n x_i \left(\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j + b_i y^{(l)} \right) dt = \\ = J^{(l)}(T^{(l)}, x_{k_0}^{(l)}), \quad (20)$$

Если учесть, что для каждого этапа интегрирования $T^{(l)}$ начальные условия $x_{s_0}^{(l)}$ являются функцией всех предыдущих этапов интегрирования и начальных условий задачи C_i , то

$$R^2(T^{(l)}) = 2 \sum_{t=1}^{k+1} J^{(t)}(T^{(1)}, T^{(2)}, \dots, T^{(l)}) + \sum_{i=1}^n C_i^2. \quad (21)$$

Минимальное значение функции (21)

$$g_{\text{out}} = \min_{\substack{T^{(1)} \\ T^{(2)} \\ \dots \\ T^{(k)} \in D}} \min_{T^{(k)}} \left\{ 2 \sum_{l=1}^{k+1} J^{(l)}(T^{(1)}, T^{(2)}, \dots, T^{(l)}) + \right. \\ \left. + \sum_{i=1}^n C_i^2 \right\}, \quad (22)$$

где D — область поиска переменных $T^{(l)}$, удовлетворяющая ограничению (18) и условиям

$$T^{(l)} > 0. \quad (23)$$

Так как $J^{(1)}$ не зависит от $T^{(2)}, \dots, T^{(k)}$, то выражение (22) можно представить в виде

$$g_{\text{opt}} = \min_{T^{(1)} \in D} \left\{ 2J^{(1)}(T^{(1)}) + \min_{T^{(2)}} \dots \min_{T^{(k)}} \times \right. \\ \left. \times \left[2 \sum_{l=2}^{k+1} J^{(l)}(T^{(1)}, \dots, T^{(l)}) + \sum_{i=1}^n C_i^2 \right] \right\}. \quad (24)$$

Анализ выражения (24) показывает, что второе слагаемое правой части представляет результат минимизации функции $(k-1)$ переменных в отличие от минимума функции k переменных, определяемого из (22). С учетом этого имеем:

$$g_{\text{OPT}_k} = \min_{T^{(1)} \in \mathcal{D}} \{2J^{(1)}(T^{(1)}) + g_{\text{OPT}_{k-1}}(T^{(1)})\}. \quad (25)$$

Уравнение (25) и есть функциональное уравнение Р. Беллмана для задачи № 3. Вычислительный алгоритм (программа III) для численного решения функциональных уравнений типа (25) подробно описан в [Л. 8]. На рис. 2 приведена блок-схема

программы III для дискретного варианта задачи № 3, пригодная к реализации на ЭЦВМ. В силу линейности выражения (17) программа пригодна как для поиска переменных $T^{(l)}$, так и t_m .

Пример. Для простоты и наглядности рассмотрим трехфазный синхронный генератор с одной обмоткой возбуждения и постоянной скоростью вращения. Наличием демпферных контуров пренебрегаем. Уравнения генератора в осях d , q в натуральном масштабе времени и в системе относительных единиц, принятой в [Л. 9], будут:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= -ri_d - \frac{x_d}{\omega_c} pi_d + \frac{x_{ad}}{\omega_c} pi_b + x_q i_q; \\ U_q &= -ri_q - \frac{x_q}{\omega_c} pi_q - x_d i_d + x_{ad} i_b; \\ U_b &= r_b i_b + \frac{x_b}{\omega_c} pi_b - \frac{x_{ad}}{\omega_c} pi_d. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Для придания автономности объекту управления, т. е. приведения его к виду, когда внешними воздействиями являются лишь управляющие воздействия, уравнения (26) необходимо дополнить уравнениями нагрузки в осях d , q , которые для активно-индуктивной нагрузки имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= r_h i_d + \frac{x_h}{\omega_c} pi_d - x_{hi} i_q; \\ U_q &= r_h i_q + \frac{x_h}{\omega_c} pi_q + x_{hi} i_d. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Совместно решив (26) и (27) и исключив переменные U_d , U_q , после несложных преобразований уравнения регулируемого объекта приведем к виду:

$$\left. \begin{aligned} pi_d &= \frac{1}{\Delta_d \omega_c} [-(r + r_h) x_b i_d + (x_q + x_h) x_b i_q - \\ &\quad - r_b x_{ad} i_b + x_{ad} U_b]; \\ pi_q &= \frac{1}{\Delta_q} [-(r + r_h) i_q - (x_d + x_h) i_d + x_{ad} i_b]; \\ pi_b &= \frac{1}{\Delta_d \omega_c} [-(r + r_h) x_{ad} i_d + (x_q + x_h) x_{ad} i_q - \\ &\quad - r_b (x_d + x_h) i_b + (x_d + x_h) U_b], \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta_d &= \frac{(x_d + x_h) x_b - x_{ad}^2}{\omega_c^2}; \\ \Delta_q &= \frac{x_q + x_h}{\omega_c}. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Управляющим воздействием для генератора является напряжение питания обмотки возбуждения U_b . Оптимальный закон $U_b(t)$, стабилизирующий напряжение генератора за минимальное время, вычисляется для переходного процесса сброса нагрузки от одного установившегося режима до другого. Под сбросом нагрузки понимается скачкообразное (мгновенное) изменение параметров нагрузки от значений, соответствующих режиму до переходного процесса, к значениям, соответствующим режиму после переходного процесса. Следовательно переходный процесс рассматривается при значениях параметров нагрузки, соответствующих установившемуся режиму после переходного процесса.

Начальные значения токов i_d , i_q , i_b , необходимые для решения системы (28), соответствуют установившемуся режиму до переходного процесса, так как токи в цепях с индуктивностью не могут изменяться скачком. Для вычисления установившихся значений i_d , i_q нужно определить положение вектора тока генератора относительно системы координат d , q , которое характеризуется углом φ . При постоянных

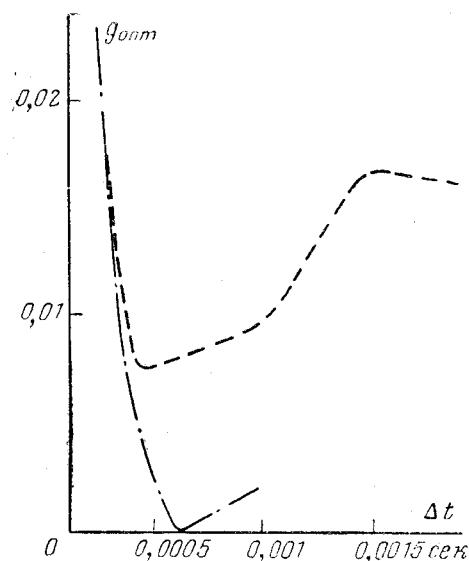


Рис. 3.

значениях напряжения и $\cos \varphi$

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi &= (\sin \varphi + k_1 x_q) / \sqrt{(\cos \varphi + k_1 r)^2 + (\sin \varphi + k_1 x_q)^2} \\ \cos \varphi &= (\cos \varphi + k_1 r) / \sqrt{(\cos \varphi + k_1 r)^2 + (\sin \varphi + k_1 x_q)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

где $k_1 = \frac{I}{I_h} = \frac{S}{S_h}$ — отношение тока (мощности) интересующего установившегося режима к току (мощности) номинального режима.

Отсюда

$$\left. \begin{aligned} i_d &= k_1 \sin \varphi; \\ i_q &= k_1 \cos \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Зная i_d и i_q , ток i_b можно определить из (28) при нулевых значениях всех производных.

Задача оптимизации в данном примере решена для следующих значений относительных параметров генератора и нагрузки:

$$r = 0,026; r_b = 0,0055; x_d = 1,866; x_{ad} = 1,8; x_q = 1,066;$$

$$x_{hi} = 1,0; x_b = 2,0; \cos \varphi = 0,8; r_h = 3,2; x_h = 2,4.$$

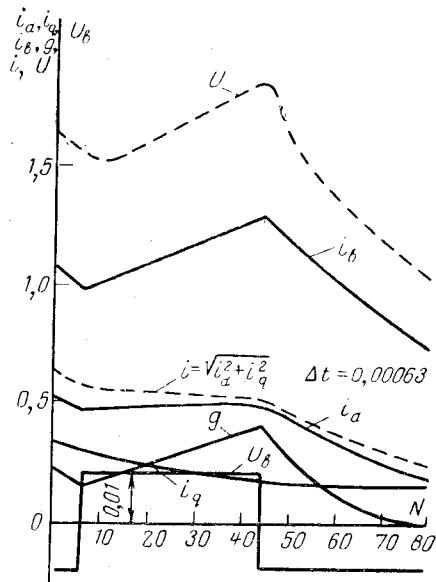


Рис. 4.

Установившиеся значения токов до и после переходного процесса

$$i_{d0} = 0,525; i_{q0} = 0,339; i_{v0} = 1,07; \\ i_{d\infty} = 0,1825; i_{q\infty} = 0,17; i_{v\infty} = 0,74.$$

Минимизируемая функция для дискретного варианта рассматриваемого примера будет:

$$g = (i_{dN} - 0,1825)^2 + (i_{qN} - 0,17)^2 + (i_{vN} - 0,74)^2,$$

причем на управление генератора наложено ограничение

$$|U_v| \leq 0,01.$$

Первоначальное приближенное решение задачи получено с помощью вычислительной программы II. При этом для всех значений T принято $N=80$. В этом случае зависимость $g_{\text{опт}}(T)$ подобна зависимости $g_{\text{опт}}(\Delta t)$ и показана на рис. 3 пунктирной кривой. Первый минимум достигается при $\Delta t = 0,00046$ сек. Анализ соответствующего набора управления $\{U_{vP}\}$ показывает, что при пренебрежении случайными выбросами, оптимальное управление имеет три стабильных интервала постоянства: $U_v^{(1)} = -0,01$, $U_v^{(2)} = +0,01$, $U_v^{(3)} = -0,01$. Наличие случайных выбросов в $\{U_{vP}\}$ указывает на приближенный характер решения. Дальнейшее уточнение проводится с помощью вычислительной программы III. Уточненная зависимость $g_{\text{опт}}(\Delta t)$ показана на рис. 3 сплошной кривой; ее минимум соответствует $\Delta t = 0,00063$ сек, т. е. минимальное время переходного процесса $T_{\text{опт}} = 0,00063 \cdot 80 \approx 0,05$ сек.

На рис. 4 даны кривые оптимального переходного процесса (переменные в осях d , q показаны сплошными линиями,

а фазные переменные — пунктирными). Время $T_{\text{опт}}$ значительно меньше по сравнению с аналогичным случаем для реального генератора мощностью 60 ква, параметры которого использованы в данном примере.

Литература

1. Петров Ю. П., Вариационные методы теории оптимального управления, изд-во «Энергия», 1965.
2. Понtryгин Л. С. и др., Математическая теория оптимальных процессов, Физматиз, 1961.
3. Беллман Р. и др., Некоторые вопросы математической теории процессов управления, Изд-во иностр. лит., 1962.
4. Габасов Р. и Кириллов Ф. М., Об одном способе решения некоторых задач оптимального регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1964, № 3.
5. Кириллова Л. С., Задача об оптимизации конечного состояния регулируемой системы, «Автоматика и телемеханика», 1962, № 12.
6. Аветисян Дж. А. и Бертинов А. И., Возможные методы оптимального проектирования электрических машин, Автоматизированный электропривод, Труды IV Всесоюзной конференции, т. III, изд-во «Энергия», 1966.
7. Аветисян Дж. А. и Бертинов А. И., Многоэтапные процессы выбора оптимальных размеров электрических машин, «Электричество», 1966, № 6.
8. Аветисян Дж. А. и Бертинов А. И., Динамическое программирование расчета оптимальных электрических машин, «Электричество», 1966, № 11.
9. Уайт Д. и Вудсон Г., Электромеханическое преобразование энергии, изд-во «Энергия», 1964.

[18.2.1967]

УДК 621.3.011.1

О возможности применения структурных схем и передаточных функций для расчета цепных схем

Инж. И. Л. ПИСЬМЕННЫЙ

Куйбышев

Описание систем с помощью структурных схем и передаточных функций получило широкое распространение в теории автоматического регулирования. При этом элемент, группа элементов или система изображаются прямоугольниками, а связи между ними — линиями. Передаточная функция звена представляет собой уравнение связи, обычно дифференциальное, между выходной и входной величинами в элементе, узле или системе.

Звенья в структурных схемах обладают направленностью действия. Это значит, что присоединение к выходу звена с передаточной функцией W_1 какого-либо другого звена с передаточной функцией W_2 не изменяет передаточной функции предшествующего звена W_1 . Это послужило препятствием для распространения структурных схем и передаточных функций для расчета электрических схем, так как присоединение нагрузки к электрической схеме, как правило, вызывает изменение величин токов и напряжений в исходной схеме.

В то же время в теоретической электротехнике применяется теория четырехполюсников. На вход четырехполюсника подаются две величины и с выхода также снимаются две величины из следующих четырех: U_{vx} , I_{vx} , $U_{vых}$, $I_{vых}$. В теории четырехполюсников также введено понятие передаточной функции. Однако передаточная функция четырехполюсника не может быть выражена только через

его параметры (которые сами по себе не зависят от нагрузки четырехполюсника), а является функцией коэффициентов четырехполюсника и сопротивления нагрузки $Z_{\text{н}}$. Например,

$$W = \frac{\dot{U}_{vых}}{\dot{U}_{vx}} = \frac{Z_{\text{н}}}{A_{11}Z_{\text{н}} + A_{12}}.$$

В последнее время для расчета электрических цепей применяется теория графов [Л. 1 и 2], представляющих графическое изображение соотношений между переменными. Строго говоря, структурные схемы в теории автоматического регулирования являются частным случаем применения графов. Однако между структурными звеньями в теории автоматического регулирования и графиками, применяемыми в электротехнике, имеется существенное различие: звеньям в структурных схемах, как правило, соответствуют механические, электрические, гидравлические, пневматические или радиотехнические элементы, узлы или системы, в то время как графы представляют собой только математические зависимости внутри исследуемой системы.

Между тем для целого ряда электрических схем, и в частности для цепных схем, можно указать элементарную ячейку, обладающую тем свойством, что вид ее передаточной функции не зависит от характера входящих в нее сопротивлений (актив-

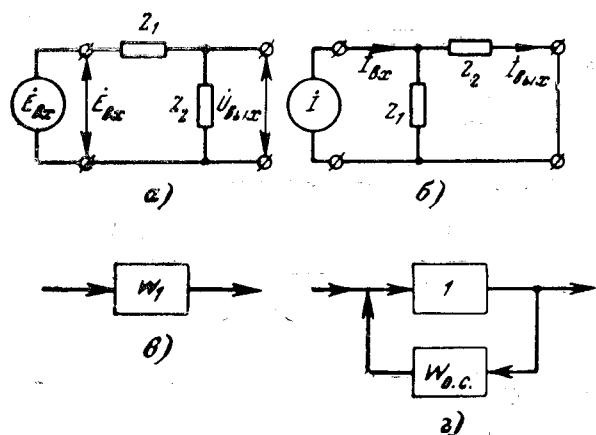


Рис. 1.

ное, индуктивное, емкостное или комплексное). Такой ячейкой для схем с источниками э. д. с. является делитель напряжения, или четырехполюсник типа Г-обратный (рис. 1, а), а для схем с источниками тока — делитель тока, или четырехполюсник типа Г (рис. 1, б). Наименование Г-обратный введено здесь, чтобы подчеркнуть различие между четырехполюсниками на рис. 1, а и б.

Передаточную функцию такого звена можно получить как в безразмерной форме, так и с разностью сопротивления или проводимости. Передаточная функция последовательно соединенных звеньев равна произведению передаточных функций этих звеньев [Л. 3]:

$$W_z = W_1 W_2 \dots W_n.$$

Поэтому лучше всего оперировать передаточными функциями в безразмерной форме. Для схем с источниками э. д. с. такой функцией является $W = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$, а для схем с источниками тока $W' = \frac{i_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}}$.

Схемы с источниками э. д. с. Элементарная ячейка — делитель напряжения (рис. 1, а) — имеет передаточную функцию (рис. 1, в)

$$W_1 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (1)$$

При последовательном соединении двух делителей напряжения (рис. 2, а) произведение их передаточных функций равно:

$$W_1 W_2 = \frac{Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}. \quad (2)$$

В то же время передаточная функция такой схемы имеет вид:

$$W_{II} = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_2}. \quad (3)$$

т. е.

$$W_{II} \neq W_1 W_2.$$

Этого и следовало ожидать, так как при простом перемножении W_1 и W_2 не учитывается влияние на-

грузки $Z_3 + Z_4$ на уменьшение напряжения на сопротивлении Z_2 . Попробуем учесть это введением понятия обратной связи, распространенного в теории автоматического регулирования. Будем считать, что структурная схема для двух делителей напряжения имеет вид, показанный на рис. 2, в. Найдем выражение для передаточной функции W_{21} обратной связи с выхода второго звена на вход первого звена. Для этого воспользуемся формулой передаточной функции замкнутой системы:

$$W_s = \frac{W_p}{1 - W_p W_{o.c}}, \quad (4)$$

откуда

$$W_{o.c} = \frac{W_s - W_p}{W_s W_p}. \quad (5)$$

Здесь W_p , W_s и $W_{o.c}$ — соответственно передаточные функции разомкнутой системы, замкнутой системы и обратной связи.

В нашем случае

$$W_p = W_1 W_2; \quad W_s = W_{II}; \quad W_{o.c} = W_{21}.$$

Подставив (2) и (3) в (5), получим:

$$W_{21} = -\frac{Z_1}{Z_4}. \quad (6)$$

Знак минус показывает, что обратная связь отрицательна. Это объясняется тем, что подсоединение нагрузки $Z_3 + Z_4$ к сопротивлению Z_2 уменьшает напряжение на Z_2 .

Заметим, что элементарная ячейка также может быть представлена как система, состоящая из звена с передаточной функцией 1, охваченного обратной связью с передаточной функцией $-\frac{Z_1}{Z_2}$ (рис. 1, в).

Структурная схема последовательного соединения трех делителей напряжения (рис. 3, а) должна состоять из трех последовательных звеньев с пере-

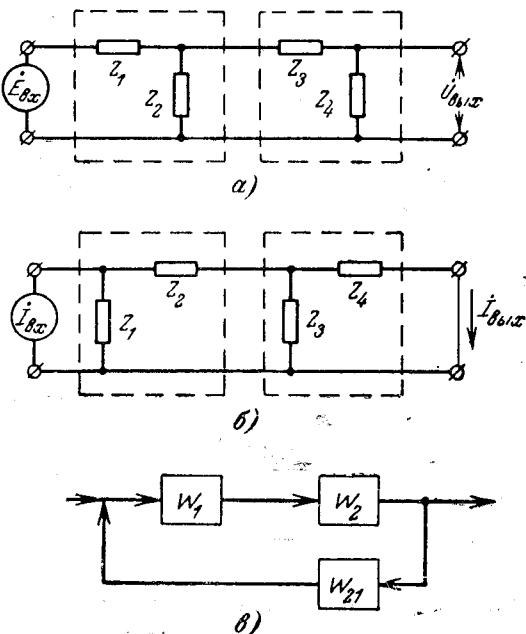


Рис. 2.

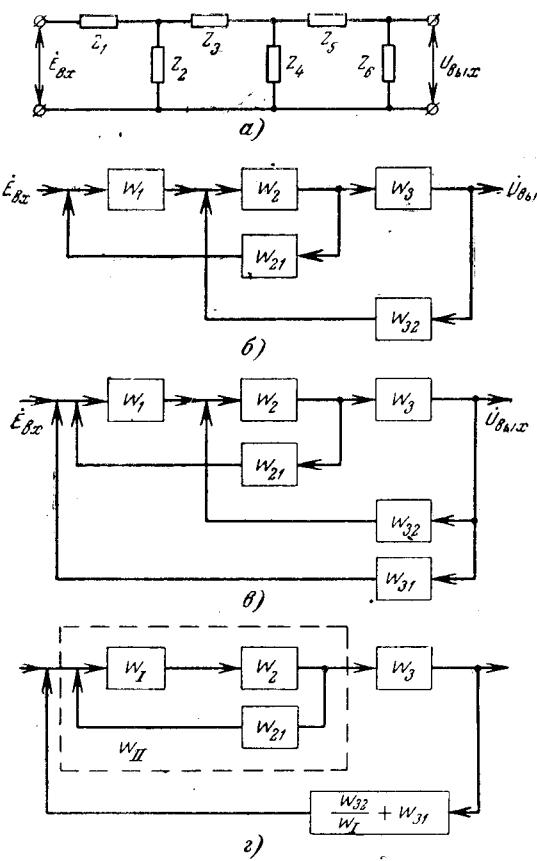


Рис. 3.

даточными функциями

$$W_1 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}; \quad W_2 = \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4};$$

$$W_3 = \frac{Z_6}{Z_5 + Z_6}$$

и минимум двух звеньев обратной связи: с выхода второго звена на вход первого $W_{21} = -\frac{Z_1}{Z_4}$ и с выхода третьего звена на вход второго звена $W_{32} = -\frac{Z_3}{Z_6}$. Передаточная функция для такой структурной схемы (рис. 3, б) имеет вид:

$$W_{\Sigma} = \frac{Z_2 Z_4 Z_6}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)(Z_5 + Z_6) + Z_3 Z_4 (Z_1 + Z_2) + (Z_5 + Z_6) Z_1 Z_2} \quad (7)$$

В то же время

$$W_{\text{III}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{E}_{\text{bx}}} = \frac{Z_2 Z_4 Z_6}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)(Z_5 + Z_6) + Z_3 Z_4 (Z_1 + Z_2) + \dots + (Z_5 + Z_6) Z_1 Z_2 + Z_1 Z_2 Z_4} \quad (8)$$

Выражения (7) и (8) отличаются слагаемым $Z_1 Z_2 Z_4$ в знаменателе (8). По-видимому, оно соответствует какой-то неучтеннной нами связи в структурной

схеме на рис. 3, б. Естественно предположить, что такой связью является обратная связь W_{31} с выхода третьего звена на вход первого, так как подсоединение нагрузки $Z_5 + Z_6$ изменяет соотношение напряжений не только во втором, но и в первом делителе напряжения (рис. 3, б).

Подставив в (5) $W_p = W_{\Sigma}$ из (7) и $W_3 = W_{\text{III}}$ из (8), получаем:

$$W_{31} = W_{\text{oc}} = -\frac{Z_1}{Z_6}. \quad (9)$$

Для общего случая схемы из n делителей напряжения (рис. 4, а) структурная схема приведена на рис. 4, б, на которой обозначено:

$$W_i = \frac{Z_{2i}}{Z_{2i-1} + Z_{2i}}; \quad (10)$$

$$W_{j,k} = -\frac{Z_{2k-1}}{Z_{2j}}, \quad (11)$$

где

$$i = 1, 2, \dots, n;$$

$$j = 2, 3, \dots, n;$$

$$k = 1, 2, \dots, n-1; \quad k < j.$$

Схемы с источниками тока. Элементарной ячейкой является делитель тока, или четырехполюсник типа Г (рис. 1, б). Его передаточная функция (рис. 1, в) имеет вид:

$$W_1 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}. \quad (12)$$

Ее можно также представить в виде звена с передаточной функцией, равной единице, охваченного обратной связью с передаточной функцией $-\frac{Z_2}{Z_1}$ (рис. 1, г).

Последовательному соединению двух делителей тока (рис. 2, б) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 2, в, с передаточными функциями

$$W_1 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}; \quad W_2 = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4};$$

$$W_{21} = -\frac{Z_4}{Z_1}.$$

Выражение для W_{21} выводится таким же образом, как и (6).

Для многозвенной схемы, содержащей n делителей тока, получаем ту же структурную схему, что и для n делителей напряжения (рис. 4, б), причем

$$W_i = \frac{Z_{2i-1}}{Z_{2i-1} + Z_{2i}}; \quad (13)$$

$$W_{j,k} = -\frac{Z_{2j}}{Z_{2k-1}}. \quad (14)$$

Преобразование структурных схем. Таким образом, и для источников э. д. с., и для источников тока получаются структурные схемы одного класса, а именно такие, у которых каждое последующее звено связано обратными связями с каждым из предыдущих (рис. 4, б).

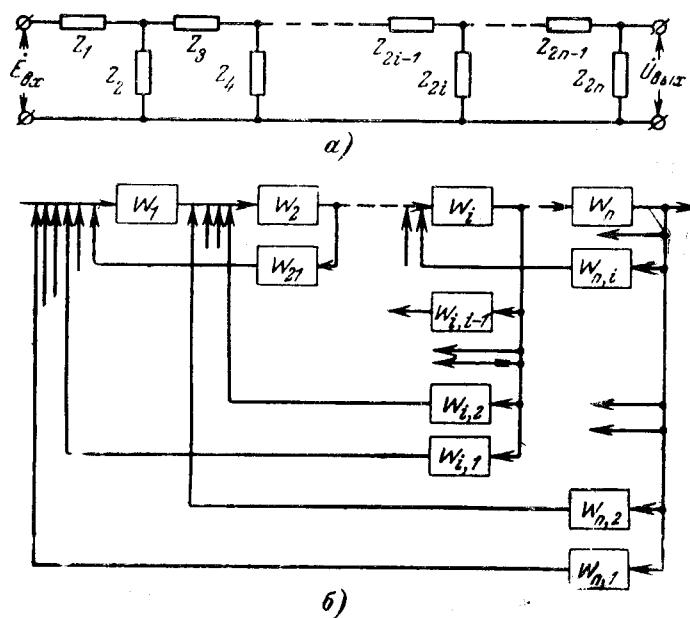


Рис. 4.

Обозначим через W_1, W_2, \dots, W_n — соответственно передаточные функции соединений из одного, двух, ..., n последовательных звеньев в прямой связи. Эти передаточные функции равны:

$$W_1 = W_1; \quad (15)$$

$$W_2 = \frac{W_1 W_2}{1 - W_1 W_2 W_{21}}; \quad (16)$$

$$W_3 = \frac{W_1 W_3}{1 - W_1 W_3 \left(W_{21} + \frac{W_{32}}{W_1} \right)}; \quad (17)$$

$$W_4 = \frac{W_1 W_4}{1 - W_1 W_4 \left(W_{41} + \frac{W_{42}}{W_1} + \frac{W_{43}}{W_2} \right)}; \quad (18)$$

$$W_n = \frac{W_{n-1} W_n}{1 - W_{n-1} W_n \left(W_{n,1} + \frac{W_{n,2}}{W_1} + \frac{W_{n,3}}{W_2} + \dots + \frac{W_{n,n-1}}{W_{n-1}} \right)}. \quad (19)$$

В случае источника э. д. с. на входе схемы напряжение и ток на выходе находятся из выражений:

$$U_{\text{вых}} = W_n E_{\text{вх}},$$

$$I_{\text{вых}} = \frac{W_n}{Z_{2n}} E_{\text{вх}}.$$

Если на входе схемы имеются источники тока, то на ее выходе получим:

$$I_{\text{вых}} = W_n I_{\text{вх}},$$

$$U_{\text{вых}} = W_n Z_{2n} I_{\text{вх}}.$$

Передаточные функции некоторых элементарных схем. Одноэлементные четырехполюсники с последовательной (рис. 5, а) или параллельной (рис. 5, б) ветвями могут рассматриваться как вырожденные четырехполюсники типа Г (для источников тока) или типа Г-обратный (для источников напряже-

ния), вторые сопротивления у которых или равны бесконечности — в случае последовательной ветви, или равны нулю — в случае параллельной ветви. Передаточные функции таких четырехполюсников всегда равны единице. Но на структурных схемах надо обязательно показывать соответствующие таким четырехполюсникам звенья, так как к их выходам и входам могут подсоединяться звенья обратной связи с передаточными функциями, отличными от нуля.

Четырехполюсники типов П и Т имеют большое значение в теории четырехполюсников, так как любой пассивный четырехполюсник может быть заменен четырехполюсником типа П или типа Т, не всегда, правда, физически реализуемым. Любая же П-образная или Т-образная схема может быть представлена как последовательное соединение двух Г-образных схем, одна из которых является одноэлементной (рис. 5, в и г).

Пример. Известная задача о трансформации звезды (рис. 5, в) в эквивалентный треугольник (рис. 5, г) может быть просто решена с помощью передаточных функций. Звезде со-

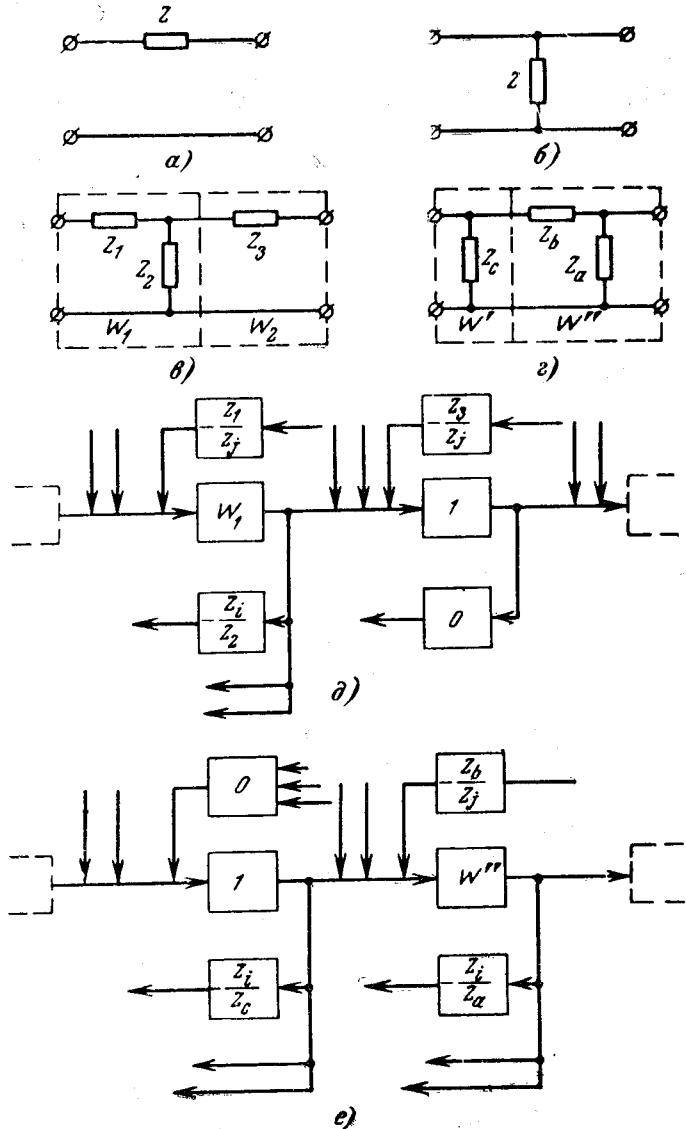


Рис. 5.

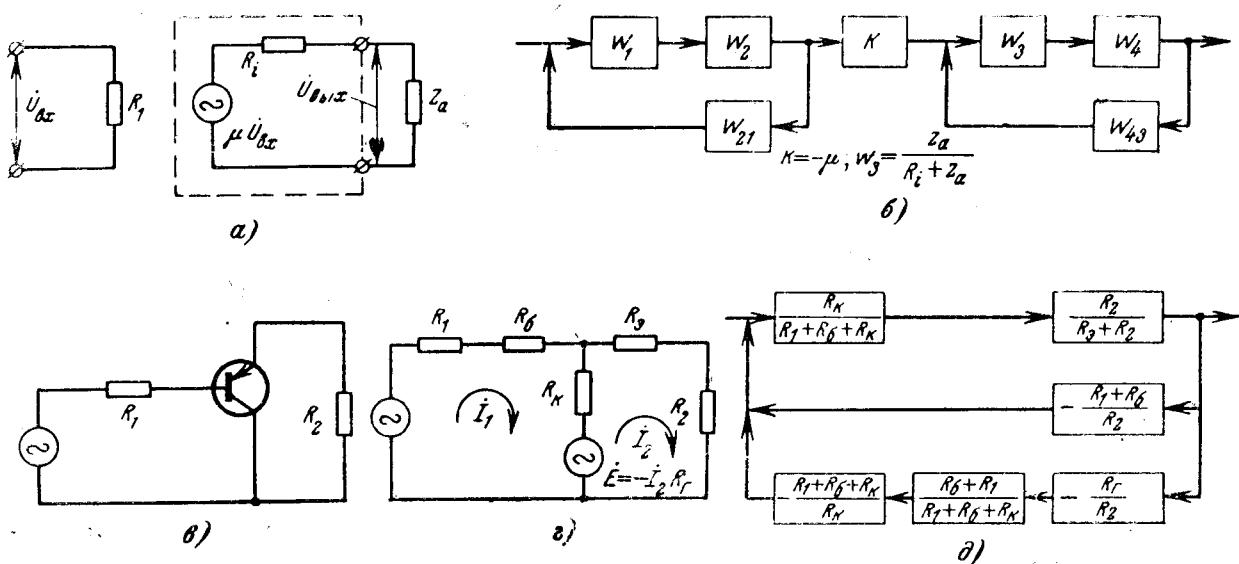


Рис. 6.

отвечает структурная схема, приведенная на рис. 5,д, а треугольнику — приведенная на рис. 5,е. Из рассмотрения рис. 5,д и е получаем:

$$-\frac{Z_1}{Z_j} - \frac{Z_2}{Z_j} \frac{1}{W_1} = -\frac{Z_b}{Z_j},$$

откуда

$$Z_b = Z_1 + \frac{Z_2}{W_1} = \frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}{Z_2}.$$

Имея в виду, что

$$W_1 \cdot 1 = 1 \cdot W'',$$

т. е.

$$W_1 = W'' = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{Z_a}{Z_b + Z_a},$$

находим:

$$Z_a = \frac{W_1}{1 - W_1} Z_b = \frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}{Z_1}.$$

Поскольку

$$-\frac{Z_4}{Z_2} = -\frac{Z_4}{Z_c W''} - \frac{Z_4}{Z_a},$$

получаем:

$$Z_c = Z_2 \frac{Z_a + Z_b}{Z_a - Z_2} = \frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}{Z_1}.$$

Строго говоря, наше доказательство справедливо только для схем с источником э. д. с. на входе. Для схем с источниками тока оно проводится аналогичным образом и дает тот же результат.

На рис. 6,а показана эквивалентная схема усилителя с электронной лампой по переменному току [Л. 4 и 5]. Из нее видно, что нагрузка, подключенная к выходу схемы с электронной лампой, не наружает входную схему. Таким образом лампа отсекает все обратные связи от звеньев, стоящих за нею, к звеньям, стоящим перед нею. На рис. 6,б в качестве примера показана структурная схема трехзвенного RC -фильтра типа Г с разделительным электронным усилителем между второй и третьей RC -цепочками.

Полупроводниковый триод как элемент схемы при малом переменном сигнале имеет несколько формальных эквивалентных схем. В качестве примера на рис. 6,в и г приведены схема эмиттерного повторителя и один из вариантов соответствующей ему эквивалентной схемы [Л. 5], а на рис. 6,д — структурная схема этого эмиттерного повторителя. Такие структурные схемы позволяют вычислять коэффициенты усиления полупроводниковых схем. Полупроводниковый триод, кроме уже рассмотренных свойственных сопротивлениям обратных связей по нагрузке (которые отсекаются электронной лампой), вносит связи, обусловленные появлением в схеме еще одного генератора тока или напряжения. Таким образом, с помощью структурных схем можно просто объяснить известный факт влияния нагрузки на предыдущие каскады полупроводниковых усилителей.

Пример разветвленной схемы и соответствующая ей структурная схема приведены на рис. 7,а и б.

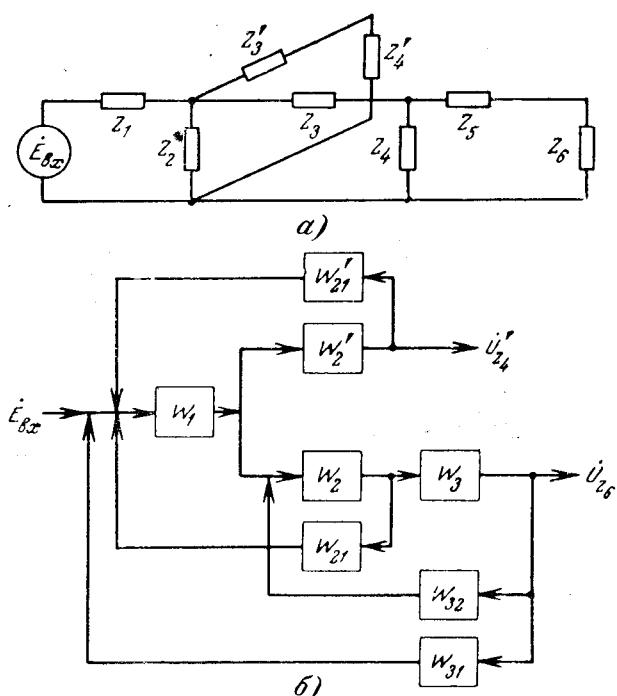


Рис. 7.

Пусть нас интересует напряжение на сопротивлении Z_6 . В этом случае звенья W_1, W'_2, W'_{21} можно заменить звеном

$$W'_1 = \frac{W_1}{1 - W_1 W'_2 W'_{21}}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} W'_{11} &= \frac{W_1 W_2}{1 - (W_1 W'_2 W'_{21} + W_1 W_2 W_{21})} = \\ &= \frac{W'_1 W_2}{1 - W'_1 W_2 W_{21}}; \\ W'_{111} &= \frac{\dot{U}_{Z_6}}{E_{\text{вх}}} = \frac{W'_{11} W_3}{1 - W'_{11} W_3 \left[W_{21} + \frac{W_{32}}{W'_1} \right]}. \end{aligned}$$

Если же нас интересует напряжение на сопротивлении Z'_4 , то звенья $W_1, W_2, W_3, W_{21}, W_{31}, W_{32}$ следует заменить звеном

$$W''_1 = \frac{W_1 W_2 W_3}{1 - (W_1 W_2 W_{21} + W_2 W_3 W_{32} + W_1 W_2 W_3 W_{31})}.$$

Тогда

$$W''_{11} = \frac{\dot{U}_{Z_4}}{E_{\text{вх}}} = \frac{W''_1 W'_2}{1 - W''_1 W'_2 W'_{21}}.$$

При наличии нескольких источников в схеме удобнее всего пользоваться методом наложения и строить для каждого источника свою структурную схему.

Расчет цепных схем. Представляется целесообразным применять метод структурных схем и передаточных функций при расчете цепных схем. Обычно для расчета этих схем пользуются либо методом «свертывания» цепи (сначала находится суммарное сопротивление на входе схемы, а затем рассчитывается распределение токов и напряжений по элементам схемы), либо методом подобия и единичного тока (методом пропорциональных величин) [Л. 5 и 6]. При расчете цепи этими методами вычисления идут «с конца к началу», а затем обратно. Поэтому при подсоединении к выходу цепной схемы нагрузки или ее изменении весь расчет необходимо проводить заново.

При расчете цепных схем предлагаемым методом этот недостаток устраняется, так как расчет схемы ведется «с начала». Таким образом, при добавлении или изменении нагрузки на выходе цепной схемы достаточно добавить или изменить последовательное звено и звенья обратной связи в конце структурной схемы. Особенно удобен такой метод при проведении анализа влияния изменения нагрузки или какого-либо элемента схемы на выходные параметры цепной схемы.

Пример. Дано (рис. 3): $E_{\text{вх}} = 100$ в, $R_1 = 2$ ком, $R_2 = 3$ ком, $R_3 = 0$, $R_4 = 5$ ком, $R_5 = 10$ ком, $R_6 = 40$ ком. Определить $U_{\text{вых}}$.

Решение:

$$W_1 = \frac{3}{2+3} = 0,6; \quad W_2 = 1; \quad W_3 = \frac{40}{10+40} = 0,8;$$

$$W_{21} = -\frac{2}{5} = -0,4; \quad W_{31} = -\frac{2}{40} = -0,05; \quad W_{32} = 0;$$

$$\begin{aligned} W_{11} &= \frac{0,6 \cdot 1}{1 + 0,6 \cdot 1 \cdot 0,4} = 0,484; \quad W_{111} = \frac{0,484 \cdot 0,8}{1 + 0,484 \cdot 0,8 \cdot 0,05} = \\ &= 0,38; \end{aligned}$$

$$U_{\text{вых}} = 100 \cdot 0,38 = 38 \text{ в.}$$

Пусть сопротивление R_5 стало равным $R_5 = 40$ ком. Тогда

$$W'_{11} = \frac{40}{40+40} = 0,5; \quad W'_{31} = W_{31}; \quad W'_{32} = W_{32};$$

$$U'_{111} = \frac{0,484 \cdot 0,5}{1 + 0,484 \cdot 0,5 \cdot 0,05} = 0,238;$$

$$U'_{\text{вых}} = 100 \cdot 0,238 = 23,8 \text{ в.}$$

С увеличением количества звеньев цепной схемы преимущества данного метода становятся более очевидными. Наиболее удобно вести расчет с сопротивлениями, записанными в операторной форме. В этом случае замена оператора p на $j\omega$ сразу же дает частотную амплитудно-фазовую характеристику схемы. В связи с этим удобно пользоваться методом структурных схем и передаточных функций для расчета и анализа характеристик фильтров и корректирующих звеньев. Кроме того, метод применим для расчета не только установившихся, но и переходных режимов, так как по передаточной функции цели можно определить переходный процесс в ней [Л. 3].

В теории автоматического регулирования передаточные функции систем обычно получают с помощью структурных схем из передаточных функций звеньев. В то же время передаточные функции даже самых простых электрических схем в настоящее время получают не через передаточные функции элементарных звеньев, а сразу же для всей схемы с помощью других методов расчета. В связи с этим в теории автоматического регулирования используются таблицы передаточных функций для простейших схем, полученных другими методами расчета, или теория четырехполюсников — для двух входных и двух выходных величин [Л. 7]. Поэтому показанная выше возможность получения передаточных функций электрических схем с помощью передаточных функций элементарных звеньев, когда в отличие от метода четырехполюсников используются один входной и один выходной параметр и обратные связи между звеньями, представляется важной с точки зрения единства методики построения структурных схем и передаточных функций.

Литература

1. Мэзон С. и Циммерман Г., Электронные цепи, сигналы и системы, Перевод с английского, Изд-во иностр. лит., 1963.
2. Траксель Д., Синтез систем автоматического регулирования, Перевод с английского, Машгиз, 1959.
3. Воронов А. А., Основы теории автоматического управления, ч. I, изд-во «Энергия», 1965.
4. Жуковицкий Б. Я. и Негневич И. Б., Теоретические основы электротехники, т. II, изд-во «Энергия», 1965.
5. Поливанов К. М., Теоретические основы электротехники, ч. I, изд-во «Энергия», 1965.
6. Атабеков Г. И., Теоретические основы электротехники, ч. I, Госэнергиздат, 1962.
7. Алекперов В. П., Электрические пассивные корректирующие элементы постоянного тока, сб. «Основы автоматического регулирования» под ред. В. В. Соловникова, т. II, ч. 2, Машгиз, 1959.

[3.11.1968]



Из опыта работы

УДК 62—83:62—55.45

Электрический дифференциал в перематывающих механизмах

Канд. техн. наук С. В. ПАСТИН, инженеры А. Е. ПАНКОВ и Ю. Б. КНЯЗЕВ
Иваново

Для широко используемого в технике механического дифференциала (рис. 1) справедливо равенство:

$$n_0 = \frac{n_1 + n_2}{2}, \quad (1)$$

где n_0 — угловая скорость корпуса дифференциала;

n_1 и n_2 — угловые скорости выходных валов.

Покажем, что двухдвигательный электропривод с двигателями постоянного тока независимого возбуждения, якорные цепи которых включены последовательно в сеть, обладает характеристиками механического дифференциала.

Для последовательно включенных двигателей постоянного тока можно записать:

$$U = C_{e1}\Phi_1 n_1 + C_{e2}\Phi_2 n_2 + \sum_1^2 IR_{\text{я}}, \quad (2)$$

где U — напряжение сети;

$C_{e1,2}$ — конструктивные постоянные;

$\Phi_{1,2}$ — потоки двигателей;

$n_{1,2}$ — угловые скорости;

$\sum_1^2 IR_{\text{я}}$ — падение напряжения в якорных цепях двигателей.

Если пренебречь падением напряжения, то (2)

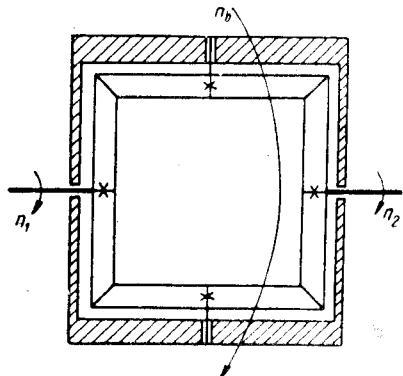


Рис. 1. Механический дифференциал.

можно переписать в виде

$$n'_0 = \frac{n_2 + C_e f n_1}{2}, \quad (3)$$

где

$$f = \frac{\Phi_1}{\Phi_2}; \quad C_e = \frac{C_{e1}}{C_{e2}}; \quad n'_0 = \frac{U}{2C_{e2}\Phi_2}.$$

При

$$C_e = 1 \text{ и } f = 1; \quad n'_0 = \frac{n_2 + n_1}{2}. \quad (4)$$

Уравнение (4) тождественно уравнению (1).

На рис. 2 схематично изображен осевой перематывающий механизм, в котором использована схема электропривода. На рисунке обозначено: $D_{1,2}$ — приводные двигатели; $d_{1,2}$ — диаметры роликов (наката-раската); $n_{1,2}$ — угловые скорости валов; $R_{\text{ш}}$ — шунтирующее сопротивление; $v_{\text{лин}}$ — линейная скорость перематываемого материала; T — натяжение.

В процессе работы диаметры роликов d_1 и d_2 изменяются в несколько раз, поэтому для обеспечения заданного уровня натяжения T необходимо согласованно регулировать D_1 и D_2 . Это достигается чаще всего посредством сложных механических связей между валами (гидросистемы, вариаторы скоростей, механические дифференциалы с муфтами и т. д.) с применением датчиков контролируемых величин (T и $v_{\text{лин}}$).

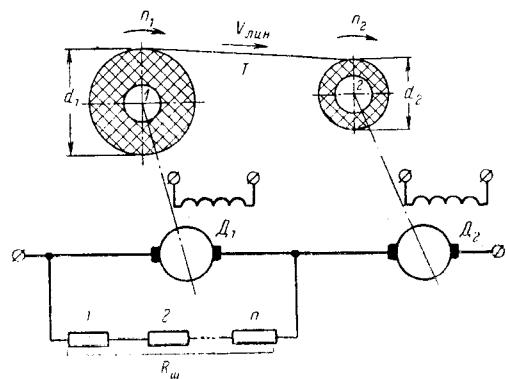


Рис. 2. Схема электрического дифференциала и принципиальная технологическая схема перематывающего механизма.

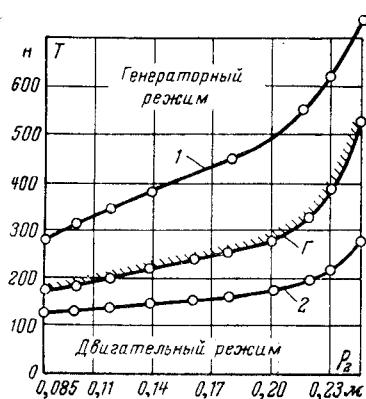


Рис. 3. Зависимость натяжения перематываемого материала от радиуса вала наката при параметрах схемы.

$M_x = 2,4 \text{ нм}$; $i = 16,8$; $\eta = 0,89$; $U = 340 \text{ в}$.
 $1 - f = 1$, $R_{Mx} = 30 \text{ см}$; $2 - f = 1$, $R_{Mx} = 100 \text{ см}$.

Использование электрического дифференциала позволяет исключить механические связи между валами наката-раската и обеспечить согласованное вращение двигателей без использования датчиков контролируемых величин.

Роль регулятора в данном случае выполняет сам перематываемый материал, связывающий валы двигателей. С ростом радиуса ролика наката увеличивается момент нагрузки на валу двигателя D_2 , скорость его падает; в то же время двигатель D_1 разгоняется, так как натянутый материал снимает часть нагрузки с его вала и, кроме того, перераспределяется напряжение между двигателями. Шунт $R_{шт}$ значительно стабилизирует работу привода и позволяет регулировать натяжение T .

Упрощенная зависимость натяжения T от параметров схемы при $f = 1$ выражается формулой:

$$T \approx \frac{\eta \beta K_{Mx} U}{\rho_2 R_d R_{шт} (1 + k\eta)^2}, \quad (5)$$

где η — к. п. д. передачи (относительно переменных);
 i — передаточное отношение редуктора;

$k = \frac{\rho_1}{\rho_2}$; $\rho_{1,2}$ — радиус товарного ролика;

K_{Mx} — конструктивная постоянная двигателя приnominalном потоке;

$$\beta = \frac{\Phi_2}{\Phi_1}; \quad R_d = 1 + \frac{R_{шт}}{R_{шт}}. \quad (6)$$

Выражение (5) получено при следующих допущениях: параметры механизмов наката-раската обоих двигателей одинаковы; объем материала в процессе перематывания остается постоянным; математические упрощения уменьшают точность расчетов не более чем на 10%.

На рис. 3 изображена зависимость $T = f(\rho_2)$.

Характерно, что кривая Γ , построенная по уравнению $T = \frac{M_{x_1} i}{\rho_1 \eta}$ (6), является границей областей двигательного и генераторного режимов двигателя D_1 механизма раската; M_{x_1} — постоянная составляющая статического момента привода и механизма.

Как следует из графиков рис. 3, натяжение материала значительно возрастает к концу перематывания.

Изменение линейной скорости за цикл с точностью до 10% можно определить по упрощенному выражению

$$v = \frac{\pi \rho_1 U}{\beta C_{eH} 30 i (f + k)}. \quad (7)$$

При $f = 1$ максимальное увеличение скорости наступает в момент равенства диаметров роликов; скорости в начале и конце цикла — одинаковы.

Более подробный анализ характеристик электропривода и описание работы схемы приведены в [Л. 1 и 2].

Примем $\eta = 1$ и $f = 1$. Не учитывая падения напряжения в якорных цепях двигателей, выражение (5) можно представить в виде:

$$T = \frac{i C_{Mx} \beta}{R_d (\rho_1 + \rho_2)} I_{шт}. \quad (8)$$

Для механизмов с $k_{max} = 3$ изменение суммы $(\rho_1 + \rho_2)$ составляет

$$\frac{(\rho_2 + \rho_1)_{max}}{(\rho_2 + \rho_1)_{min}} = \frac{\sqrt{2(1 + k_{max}^2)}}{1 + k_{max}} = 1,12.$$

Поэтому в первом приближении можно считать, что постоянство тока $I_{шт}$ при данном β будет означать постоянство натяжения T .

Поддерживать постоянным ток шунта в течение цикла можно путем автоматического увеличения сопротивления $R_{шт}$. Величина тока $I_{шт}$ в приводе с двигателями мощностью порядка 2 квт и натяжении до 100 н невелика, поэтому конструктивно регулируемое сопротивление может быть выполнено в виде секционированного шунта с бесконтактными реле на транзисторах, как показано на рис. 2.

На рис. 4 приведена схема одного релейного элемента: T_1 и T_2 — транзисторы; R'_H , R_1 , R_2 — сопротивления цепей управления; R_{em} , R''_H — сопротивления силовой цепи шунта; D — диод.

По мере увеличения скорости двигателя раската напряжение U_{cd} растет, когда оно достигнет уровня U_0 (в этот момент потенциалы точек k и e в цепи T_1 становятся равными) триод T_1 открывается, а T_2 — закрывается. Эквивалентное сопротивление секции скачком изменяется от минимального r до максимального R .

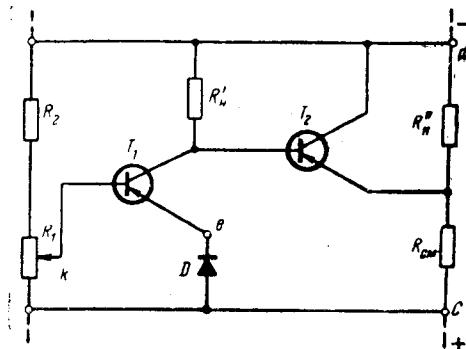


Рис. 4. Схема релейного элемента секционированного шунта.

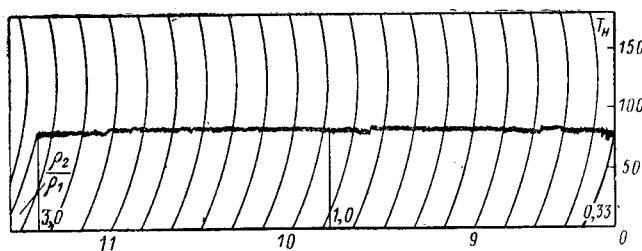


Рис. 5. Диаграмма натяжения материала за цикл перематывания на экспериментальной установке.

Полное сопротивление секционированного шунта

$$R_{\text{ш}} = Rn = \frac{U_{1\text{max}}}{I_{\text{ш}}}, \quad (9)$$

где $U_{1\text{max}}$ — напряжение на двигателе раската в конце цикла перематывания.

Число секций n будет определяться допустимым напряжением коллектор — эмиттер U_{ke} для схемы с общим эмиттером:

$$n = \frac{U_{1\text{max}}}{\frac{U_{ke}}{2}}.$$

Напряжение срабатывания i -й ступени

$$U_{0i} = I_{\text{ш}} [r(n-i) + iR]. \quad (10)$$

Описание работы схемы полупроводникового реле и расчет элементов приведены в [Л. 3].

Экспериментально работа схемы проверена в производственных условиях на красильной роликовой машине. В схеме использовались двигатели постоянного тока мощностью 1,6 квт; шунтирующее сопротивление содержало шесть секций, полупроводниковое реле было собрано на транзисторах типа П 201 с настройкой на $I_{\text{ш}} = 2,5 \text{ а}$.

Экспериментальная характеристика $T = f\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$,

изображенная на рис. 5, снималась при скорости перематывания 80 м/мин; натяжение измерялось с помощью тензодатчиков. На диаграмме записан полный рабочий цикл.

Литература

1. Пастин С. В. и Панков А. Е., Способ регулирования двухдвигательного электропривода текстильных машин, Авторское свидетельство № 166948, «Бюллетень изобр.», 1964, № 24.

2. Пастин С. В., Двухдвигательный электропривод постоянного тока перематывающих механизмов, Известия вузов, «Энергетика», 1964, № 12.

3. Липман Р. А., Полупроводниковые реле, Госэнергиздат, 1963.

[25.11.1967]



Вниманию читателей!

В издательстве «Энергия» имеется в продаже книга:

Веников В. А. и др., Сильное регулирование возбуждения, 1963, ц. 74 к.

В книге дается описание схемы и конструкции регуляторов возбуждения сильного действия и показывается их значение для повышения надежности и качества работы энергосистем.

Излагаются основные физические закономерности и математические соотношения, характеризующие работу регуляторов возбуждения сильного действия.

Освещаются вопросы лабораторных исследований сильного регулирования.

Приведены данные натурных исследований регуляторов возбуждения сильного действия на генераторах Волжской ГЭС имени В. И. Ленина.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников энергетических систем и студентов энергетических вузов.

Заказы направлять в Отдел распространения издательства «Энергия» по адресу: Москва, Ж-114, Шлюзовая набережная, 10.

Высылка книг производится наложенным платежом без задатка.

Об улучшении динамических свойств регулируемого вентильного электропривода

Канд. техн. наук, доц. В. Л. АНХИМЮК и канд. техн. наук, доц. О. П. ИЛЬИН
Минск

Несмотря на большое количество работ, посвященных оптимизации переходных процессов систем автоматической стабилизации скорости, для электроприводов с широким диапазоном регулирования скорости продолжает оставаться актуальным вопрос улучшения динамических показателей при возмущающих воздействиях. Решение этой задачи связано с выбором структуры системы автоматического регулирования, обеспечивающей получение показателей качества регулирования, удовлетворяющих требованиям технологического процесса. При этом могут быть использованы системы статического и астатического регулирования, а также системы инвариантные по отношению к возмущающему воздействию. В статье рассматривается наиболее простая структура статического регулирования, позволяющая получить хорошие динамические показатели регулируемого вентильного электропривода.

На рис. 1 изображена структурная схема рассматриваемой системы, которая состоит из следующих элементов: промежуточного усилителя с передаточной функцией K_1 ; последовательного корректирующего устройства K'_c ; вентильного преобразователя K_5 и электродвигателя независимого возбуждения, представленного звеньями K_6 и K_7 . Значения передаточных функций указаны на структурной схеме. Корректирующее устройство представляет собой усилитель K_2 с коэффициентом усиления β , охваченный корректирующей цепочкой K_c . Параметры и структура корректирующей цепочки могут быть найдены на основании желаемого переходного процесса, определяемого эквивалентной передаточной функцией $\Phi_e = \frac{g}{G}$. Приравнивая передаточную функцию системы Φ_e при возмущающем воздействии эквивалентной функции Φ_e , получим:

$$\Phi_e = \frac{YB(1 + \beta_c K_c)}{YD(1 + \beta_c K_c) + \beta} = \frac{g}{G}, \quad (1)$$

где

$$Y = T_n p + 1; \quad B = T p + 1; \quad D = \theta T p^2 + \theta p + 1; \\ \beta = \beta_y \beta_r \beta_c.$$

Здесь T_n , T — постоянные времени соответственно вентильного преобразователя и главной цепи;

θ — электромеханическая постоянная времени привода;

β_y и β_r — коэффициенты усиления промежуточного усилителя и вентильного преобразователя.

Решая уравнение (1) относительно K_c , найдем:

$$K_c = \frac{g \beta_y \beta_r}{Y(GB - gD)} - \frac{1}{\beta_c} = K_3 - K_4. \quad (2)$$

Таким образом, корректирующая цепочка должна состоять из двух ветвей, образующих отрицательную (K_3) и положительную (K_4) обратные связи, охватывающие усилитель K_2 .

Зададимся желаемой передаточной функцией, обеспечивающей близкий к апериодическому переходный процесс

$$\Phi_e = \frac{g}{G} = \frac{1}{(1 + \beta_e)(T_e p + 1)}, \quad (3)$$

где $\beta_e = \beta_y \beta_r$ — эквивалентный коэффициент усиления, определяющий статическое отклонение скорости;

T_e — постоянная времени, определяющая время восстановления скорости при апериодическом процессе.

Подставляя в (2) выражения g и G , получим:

$$K_3 = \frac{1}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)(1 + T_n p)}, \quad (4)$$

где T_1 и T_2 — величины, обратные корням уравнения

$$GB - gD = A_0 p^2 + A_1 p + 1 = 0. \quad (5)$$

В уравнении (5)

$$A_0 = \frac{[(1 + \beta_e) T_e - \theta] T}{\beta_e}; \\ A_1 = \frac{(1 + \beta_e)(T_e + T) - \theta}{\beta_e}.$$

Практически для обеспечения устойчивости системы коэффициент усиления положительной обратной связи $\frac{1}{\beta_e}$ должен быть меньше $\frac{1}{\beta_c}$, т. е.

$$K_4 = \frac{1}{\beta_e}; \\ \beta_e > \beta_c. \quad \left. \right\} \quad (6)$$

Оптимизация процесса регулирования достигается за счет выбора β_y и T_e , обеспечивающих необходимое быстродействие и заданное статическое отклонение скорости.

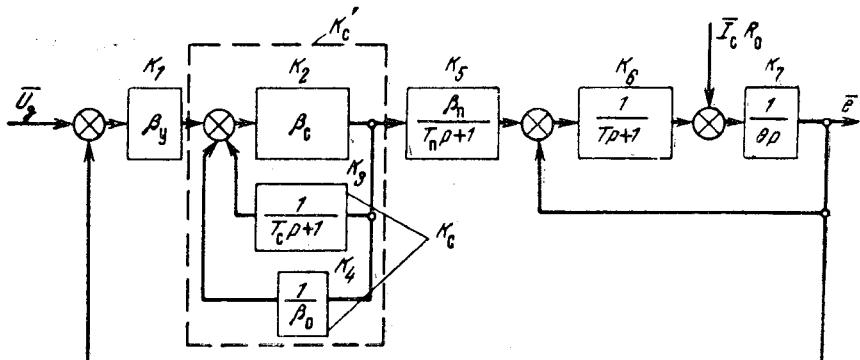


Рис. 1. Структурная схема вентильного электропривода.

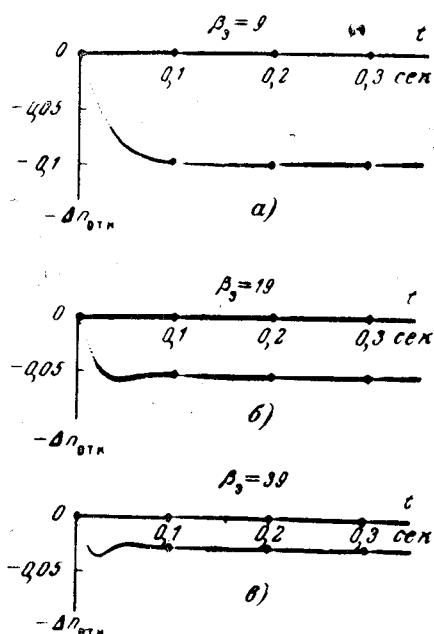


Рис. 2. Осциллограммы переходных процессов при наборе нагрузки.

Для упрощения корректирующего устройства элемент K_3 можно выполнить в виде инерционного звена с постоянной времени

$$T_c = T_1 + T_2 + T, \quad (7)$$

тогда

$$K_3 = \frac{1}{1 + T_c p}. \quad (8)$$

Корректирующее устройство может быть выполнено в виде несложного решающего блока на операционных усилителях. При этом величина коэффициента усиления β_c не имеет существенного значения. Наиболее рационально принять $\beta_c = 1 \div 10$.

Для оценки показателей качества регулирования на рис. 2 и в таблице приведены результаты расчетов переходных процессов, выполненных на моделирующей машине МН7, при следующих значениях параметров: $\theta = 0,4$ сек; $T = 0,05$ сек; $T_{\text{н}} = 0,01$ сек. Постоянная времени желаемого переходного процесса T_0 принята равной 0,02 сек, а коэффициент усиления корректирующего устройства $\beta_c = 5$; расчеты произведены при $\beta_3 = 9, 19$ и 39.

На осциллограммах показаны кривые отклонения скорости двигателя $\Delta n_{\text{отн}}$ от скорости идеального холостого хода при наборе нагрузки

$$\Delta n_{\text{отн}} = \frac{\Delta n}{\Delta n_e}, \text{ отн. ед.},$$

где $\Delta n_e = \frac{I_c R_0}{c_e}$ — естественное уменьшение скорости двигателя.

Здесь I_c — статический ток нагрузки двигателя; R_0 — сопротивление главной цепи; c_e — коэффициент пропорциональности между э. д. с. и скоростью двигателя.

Из рис. 2 видно, что при больших коэффициентах усиления наблюдается некоторое отклонение формы кривой переходного процесса от желаемой. Это объясняется тем, что цепь отрицательной обратной связи корректирующего устройства выбрана по упрощенному уравнению (8). Величина перерегулирования уменьшается при выборе больших значений T_0 .

Следует иметь в виду, что в применяемых системах с параллельным корректирующим устройством величина перерегулирования в принятых нами относительных единицах достигает 250% и более, а время регулирования — 0,5 сек. Расчитанная величина максимального перерегулирования 25% при длительности регулирования 0,06 сек характеризует значительное улучшение динамических свойств привода.

[6.12.1967]



Книги издательства «Энергия», 1968 г.

* Булгаков Н. И. Группы соединений трансформаторов. Изд. 2-е, переработ. и доп. 86 с. 22 к.

Гольдберг О. Д. Качество и надежность асинхронных двигателей. 176 с. 50 к.

Липатов Д. Н. Вопросы и задачи по электротехнике для программированного обучения. (Электрические цепи и измерения). 140 с. 31 к.

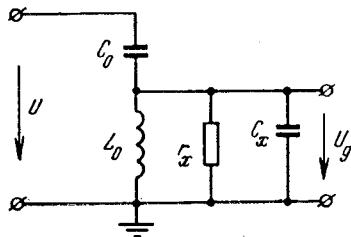
Перспективы применения вычислительной техники для управления в промышленности и транспорте. (Доклады и сообщения). 96 с. 24 к.

Чистов В. П. и др. Оптимальное управление электрическими приводами постоянного тока. 232 с. 74 к.

Метод измерения емкостей конденсаторов низкой добротности

Канд. техн. наук, доц. М. А. ҚАРАПЕТЯН
Ереванский политехнический институт им. К. Маркаса

На практике часто возникает необходимость измерения емкостей конденсаторов при больших значениях тангенса угла диэлектрических потерь. Известно, что применяемые для этой цели трансформаторные четырехплечие и Т-образные высокочастотные мосты являются достаточно громоздкими, сложными и дорогими приборами, работа с которыми, в частности, их уравновешивание, является трудоемким процессом. Ниже описывается новый метод измерения емкостей, выгодно отличающийся простотой измерительной схемы и отсутствием



дополнительных погрешностей при высоких частотах.

На рисунке представлена принципиальная схема измерителя с подключенным измеряемым конденсатором (C_x , r_x). Измерительную часть схемы составляют последовательно соединенные образцовые конденсатор C_0 и катушка L_0 , практически не обладающие потерями. Параметры измерительной части схемы удовлетворяют условию

$$2\pi f_0 L_0 = \frac{1}{2\pi f_0 C_0}, \quad (1)$$

где f_0 — частота генератора¹.

С учетом (1) для напряжения U_g получим:

$$U_g = \frac{U}{x_0} \frac{r_x x_0}{r_x - j x_0}. \quad (2)$$

Из (2) следует, что фазовый сдвиг между напряжениями U и U_g равен углу δ_x . Таким образом, измерив напряжение U_g фазочувствительным вольтметром при опорном напряжении U , легко получаем величину $\operatorname{tg} \delta_x$.

Искомая емкость рассчитывается по выражению

$$C_x = \frac{U C_0}{U_g \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_x}}. \quad (3)$$

Следует подчеркнуть, что при малых добротностях измеряется не истинная емкость конденсатора, а некоторая условная величина, числовое значение которой зависит от выбранной схемы замещения. Это наглядно иллюстрируется известной зависимостью, связывающей значения емкостей при параллельной и последовательной схемах замещения конденсатора:

$$C_{\text{парал}} = \frac{C_{\text{посл}}}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_x}.$$

¹ В процессе изготовления прибора условие (1) устанавливается экспериментально, что позволяет исключить погрешность измерения, связанную с наличием межвитковой емкости катушки и емкости между проводами и корпусом прибора.

Вопрос о неопределенности величины емкости конденсаторов с большими потерями подробно рассмотрен в [Л. 1 и 2].

Оценим чувствительность и погрешности измерений предложенной схемы.

Чувствительность можно определить по приращению напряжения U_g при малых приращениях C_x и $\operatorname{tg} \delta_x$:

$$\Delta U_g = -mU \left[\frac{\Delta C_x}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_x}} + \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_x \Delta \operatorname{tg} \delta_x}{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_x)^{3/2}} \right], \quad (4)$$

где $m = \frac{C_0}{C_x}$.

Преобразуя, получим:

$$\Delta U_g \approx -mU \Delta C \text{ при } \operatorname{tg} \delta_x \ll 1,$$

$$\Delta U_g \approx \frac{m}{\operatorname{tg} \delta_x} U (\Delta C_x + \Delta \operatorname{tg} \delta_x) \text{ при } \operatorname{tg} \delta_x \gg 1.$$

По чувствительности рассматриваемая схема превосходит четырехплечую уравновешенную мостовую схему.

Определим систематические погрешности измерения, обусловленные пренебрежением активным сопротивлением образцовой катушки. При наличии этого сопротивления модуль измеряемого напряжения и его начальная фаза будут равны:

$$U' = mU \frac{\sqrt{(1 + a^2 m)^2 + (am + \operatorname{tg} \delta_x)^2}}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_x + 2am + a^2 m (2 + m)}; \quad (5)$$

$$\psi = \operatorname{arctg} \left(\frac{1 + \frac{am}{\operatorname{tg} \delta_x}}{1 + a^2 m} \right). \quad (6)$$

Здесь $a \ll 1$ — величина, обратная добротности катушки.

Эти систематические погрешности отсутствуют, если удовлетворяется неравенство

$$\frac{am}{\operatorname{tg} \delta_x} \ll 1.$$

Действительно, пренебрегая am по сравнению с $\operatorname{tg} \delta_x$ и единицей, из (6) получаем $\psi = \delta_x$, а из (5) — уравнение (3).

Примем для определенности

$$\frac{am}{\operatorname{tg} \delta_x} \leq 10^{-2}.$$

Изготовление образцовой катушки с добротностью, равной при высокой частоте сотням единиц, не представляет особых трудностей. Полагая $a \leq 10^{-2}$, приходим к выводу, что измерение как C_x , так $\operatorname{tg} \delta_x$ свободно от систематической погрешности, вызванной пренебрежением активным сопротивлением катушки, при значениях

$$\operatorname{tg} \delta_x \geq m.$$

Литература

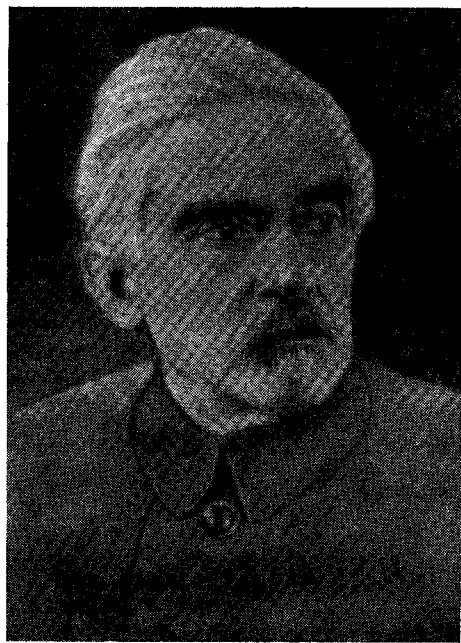
1. Лернер Т. И. и Лернер М. М., Уточненные диэлектрические характеристики веществ с повышенной активной проводимостью, сб. «Вопросы теории и надежности аппаратуры и каналов связи», изд-во «Наука», Ташкент, 1965.

2. Тагеев В. М., Лернер Т. И., Лернер М. М., Permittivity of materials of high power factor, «Electrical India», 1967, Februar.



Владимир Константинович Лебединский

(К 100-летию со дня рождения)



В этом году отмечаются две знаменательные даты, связанные с именем выдающегося деятеля отечественной науки в области электротехники, радиотехники и физики — Владимира Константиновича Лебединского: 100-летие со дня его рождения и 50-летие со дня основания знаменитой Нижегородской радиолаборатории, созданной в 1918 г. по личному указанию В. И. Ленина, в организации которой Владимир Константинович принимал активное участие.

В. К. Лебединский явился одним из пионеров в создании и развитии Советской радиотехники, одним из организаторов массового радиовещания и радиосвязи в СССР.

В. К. Лебединский родился 21 июля 1868 г. в Петрово-Заводске, в семье учителя.

Окончив с серебряной медалью петербургскую гимназию, В. К. Лебединский поступил в Университет на физико-математический факультет, который окончил в 1891 г. с дипломом I степени. В этот период из стен Петербургского университета вышла целая группа молодых физиков, будущих ученых в области электротехники и радиотехники, принесших своими открытиями неувядаемую славу отечественной и мировой науке: А. С. Попов — изобретатель радио, Б. Л. Розинг — положивший начало развитию телевидения и др.

В самом начале своей педагогической деятельности В. К. Лебединский явился организатором преподавания курса «Переменные электрические токи» и соответствующей лаборатории в Петербургском электротехническом институте (ныне ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина)).

Наряду с преподаванием Владимир Константинович вел научно-исследовательскую работу.

В 1895 г. он выполнил свою первую научно-исследовательскую работу по изучению спирали Румкорфа, единственного тогда электромагнитного генератора импульсов высокого напряжения.

В 1896 г. В. К. Лебединский принимал участие в наблюдении полного солнечного затмения в Якутии. Впоследствии результаты этой работы были опубликованы и сделали имя В. К. Лебединского широко известным в научном мире.

В 1895 г. В. К. Лебединский познакомился с изобретателем радио А. С. Поповым, а в 1896 г. был участником исторического заседания, на котором А. С. Попов с помощью своей усовершенствованной к этому моменту аппаратуры демонстрировал прием первой радиограммы. С проницательностью передового ученого В. К. Лебединский ясно представил и оценил перспективы и значение новой области науки и техники. До конца своих дней он стал горячим энтузиастом радиосвязи.

Глубокое изучение электромагнитных явлений привело В. К. Лебединского в 1906 г. к созданию впервые на русском языке курса основ радиотехники «Электромагнитные волны и основание беспроводного телеграфа». В этот период он преподавал физику на курсах Лесгафта и Лохвицкой — Скалон и Военно-инженерной академии.

В 1908 г. В. К. Лебединский участвовал в работе комиссии, составленной из видных ученых, которая подтвердила приоритет А. С. Попова в создании радио. С 1910 г. В. К. Лебединский стал преподавателем Петербургского политехнического института, где вел курс радиотелефонии, а в 1913 г. он был избран профессором физики Рижского политехнического института.

Некоторый период своей научной деятельности В. К. Лебединский посвятил изучению явления электрической искры. Результатом этих исследований явилась диссертация на соискание ученой степени магистра на тему «Возникновение электрической искры и свето-электрическое действие», блестяще защищенная им в 1916 г. в Петербургском политехническом институте. После защиты диссертации В. К. Лебединскому было присвоено звание адъюнкта по теоретической электротехнике.

С первых лет научно-педагогической деятельности В. К. Лебединский активно сотрудничает в научно-технических журналах. С 1893 г. он принимает деятельное участие в работе журнала «Электричество» в качестве секретаря редакции.

В то время журнал объединял большую группу молодых электротехников. С журналом «Электричество» В. К. Лебединский был связан и всю свою дальнейшую жизнь, публикуя на его страницах материал широкой тематики и большого научного значения.

Кроме того, в начале XX в. В. К. Лебединский редактирует «Журнал Русского физико-химического общества» и основывает при нем отдельный популярный журнал «Вопросы физики».

Великая Октябрьская Социалистическая революция открыла новый этап в научной, педагогической и научно-организаторской деятельности выдающегося ученого.

В 1918 г. после эвакуации Рижского политехнического института В. К. Лебединский принимал активное участие

в организации Иваново-Вознесенского политехнического института, в котором состоял профессором физики до сентября 1919 г. В этот же период В. К. Лебединский был членом Высшего радиотехнического совета Народного Комиссариата почт и телеграфов и, как уже указывалось выше, явился одним из организаторов и научных работников Нижегородской радиолаборатории.

В 1918 г. по инициативе и под редакцией В. К. Лебединского начали выходить первые советские радиотехнические журналы «Телеграфия и телефония без проводов» и «Радиотехник». С 1919 г. редакции обоих журналов были переведены в Нижегородскую радиолабораторию.

В начале 20-х годов В. К. Лебединский руководил организацией первых радиокружков. «Народной лабораторией» — так метко называл он массовое радиолюбительство в Советском Союзе.

Радиолюбители в свою очередь высоко ценили Владимира Константиновича, который неустанно способствовал развитию радиолюбительства в стране, издавая целый ряд брошюр и статей, в которых в популярной или в строго научной форме излагались достижения отечественной и мировой радиотехники. Один из Оренбургских радиокружков в знак большого уважения к ученому стал называться его именем.

До 1925 г. Владимир Константинович был председателем научно-технического совета в Нижегородской радиолаборатории, получившей два ордена Красного Знамени и высокое звание радиолаборатории имени В. И. Ленина. В этот же период В. К. Лебединский был профессором Нижегородского государственного университета, исполнял обязанности проректора, был председателем предметных комиссий, организовал студенческий радиокружок.

В 1920 г. он явился инициатором празднования 25-й годовщины со дня изобретения радио и созыва Первого Всероссийского радиотехнического съезда, посвященного этому юбилею.

В конце 1925 г. В. К. Лебединский переехал в Ленинград, где был избран профессором физики в Первом ленинградском медицинском институте. Работая в Ленинграде, он не прерывал связи с Нижегородской радиолабораторией.

С 1930 г. В. К. Лебединский заведывал кафедрой «Физические основы электротехники» в Ленинградском институте инженеров железнодорожного транспорта. По существу он

явился организатором этой кафедры и основателем нового курса «Теоретические основы электротехники».

5 февраля 1933 г. Владимир Константинович был назначен приказом РВС СССР профессором физики Военно-медицинской академии им. С. М. Кирова.

В этих учебных заведениях он работал до конца своей жизни (В. К. Лебединский умер в июле 1937 г.).

В последний период жизни В. К. Лебединский продолжал свою научно-педагогическую деятельность все с той же неиссякаемой энергией. Советская электротехническая наука имела в его лице одного из выдающихся деятелей.

В 1934 г. Высшая аттестационная комиссия под председательством акад. Г. М. Кржижановского присудила В. К. Лебединскому ученую степень доктора технических наук без защиты диссертации. Одно из последних исследований В. К. Лебединского «Вариации явления Баркгаузена» — представляет большой интерес и сегодня.

В 1932 г. В. К. Лебединский написал монографию «Физические основы электротехники»; в 1934 г. — учебник по электричеству; в 1936 г. — «Занимательное в электричестве»; популярная книга «Беседы по электричеству» была издана Академией наук СССР уже после смерти ученого. Акад. С. И. Вавилов, под редакцией которого вышла эта последняя книга В. К. Лебединского, писал: «Имя В. К. Лебединского сделалось дорогим многим тысячам молодых электриков — любителей физики и радиотехники... Талантливый популяризатор и оригинальный мыслитель, он умел новейшие успехи сделать доступными и понятными для всех, чья мысль стремилась охватить современный прогресс науки...».

Почти 45-летняя деятельность выдающегося ученого, блестящего педагога и замечательного популяризатора научных знаний во многом способствовала выдающимся открытиям современной советской электротехнической науки и широчайшему развитию радиотехники в Советском Союзе.

Многие из учеников, сотрудников и коллег В. К. Лебединского являются сейчас известными советскими учеными, профессорами и преподавателями вузов.

Большой ученый, человек исключительной скромности, простоты и обаяния, гражданин и патриот нашей Советской Родины — таким живет его образ в памяти тех, кто знал его лично. Таким его должна знать молодежь.

В. Ф. Табачинский, А. В. Гамаюнов



К ЧИТАТЕЛЯМ

В конце октября 1968 г. состоится очередная конференция читателей журнала «Электричество». Для того чтобы расширить круг читателей, участвующих в обсуждении работы журнала, редакция просит присыпать свои критические замечания и предложения в письменной форме в адрес редакции до 10 октября с. г.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, Б. Б. Воронецкий, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в пр-во 13/VI 1968 г.

Формат бумаги 60×90^{1/8}

Т-09856

Подписано к печати 30/VII 1968 г.

Уч.-изд. л. 13,85

Зак. 1305

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

<p>У. Х. Коннолли — Мировая энергетическая конференция, ее задачи и деятельность</p> <p>Д. Г. Жимерин — VII Мировая энергетическая конференция</p> <p>В. А. Вершков, К. Т. Нахапетян, О. В. Ольшевский, С. А. Соловов, В. П. Фотин и В. К. Щербаков — Комплексные испытания полуволновой электропрерывателя в сети 500 кв ЕЭС Европейской части СССР</p> <p>М. А. Грицай и В. Г. Журавлев — Расчет потокораспределения в электрической сети по методу определяющих величин</p> <p>Р. П. Бирюкова и Д. В. Тимофеев — Исследование качества напряжения на подстанциях с однофазными тяговыми и трехфазными районными нагрузками</p> <p>Е. С. Колечинский, В. П. Ларинов и Ю. Г. Сергеев — О структуре чехла коронного разряда при переменном напряжении</p> <p>Е. В. Савченко — Двухгрупповая преобразовательная схема, применяемая в системе возбуждения турбогенераторов типа ТГВ-200</p> <p>В. П. Толкунов и М. Б. Файнштейн — Проблема создания машин постоянного тока большой мощности с немагнитным активным слоем</p> <p>Ю. А. Рунов — Трансформаторная э. д. с. и взаимоиндуктивность якорной обмотки машин постоянного тока</p> <p>Л. А. Мединский — Моделирование неустановившихся нагревов клетки ротора асинхронного двигателя</p> <p>А. В. Иванов-Смоленский — Метод расчета токов и потерь в проводящих слоях, расположенных в бегущем или вращающемся магнитном поле</p> <p>Э. А. Меерович и А. А. Костин — Применение принципа дualityности для моделирования трехмерного поля</p>	<p>1</p> <p>5</p> <p>10</p> <p>17</p> <p>22</p> <p>26</p> <p>30</p> <p>36</p> <p>42</p> <p>46</p> <p>49</p> <p>55</p>	<p>Д. А. Попов — О частотном пуске асинхронных гиродвигателей</p> <p>В. Л. Фабрикант, В. А. Андреев, Я. Ф. Кузьмин, В. М. Блок, Г. В. Логинов и А. Я. Зотов — О целесообразности применения управляемых предохранителей</p> <p>А. Б. Витанов — Дистанционное реле с многоугольной характеристикой срабатывания</p> <p>Дж. А. Аветисян и Е. Б. Дементьев — Прямой поиск оптимальных переходных процессов в объектах с одним управляющим сигналом</p> <p>И. Л. Письменный — О возможности применения структурных схем и передаточных функций для расчета цепных схем</p>	<p>60</p> <p>66</p> <p>70</p> <p>75</p> <p>80</p> <p>86</p> <p>86</p> <p>89</p> <p>91</p> <p>92</p>
--	---	--	---



CONTENTS

<p>The World Power Conference, Its Aims and Activities — U. H. Connolly</p> <p>The Seventh World Power Conference — D. G. Djimerin</p> <p>Tests on a Half-wave Transmission System in the 500 kV Network of the United Power System in the European Part of the Soviet Union — V. A. Vershkov, K. T. Nahapetian, O. V. Olshevski, S. A. Sоловов, V. P. Fotin, V. K. Sherbakov</p> <p>Calculating Power Flow in a Network by the Method of Determinant Quantities — M. A. Gritsai, V. G. Djuravlev</p> <p>The Quality of the Voltage at Substations with Single-phase Traction and Three-phase Local Loads — R. P. Biriukova, D. V. Timofeyev</p> <p>The Structure of the Corona Discharge Envelope for an A. C. Voltage — E. S. Kolechitski, V. P. Larionov, U. G. Sergeyev</p> <p>The Two-group Converter Circuit Used in the Excitation System for Type TGB-200 Turbogenerators — E. V. Savchenko</p> <p>The Problem of Creating Large D. C. Machines with Non-magnetic Active Materials — V. P. Tolkunov, M. B. Feinstein</p> <p>The Induced E. M. F. and Mutual Inductances of the Armature Winding in D. C. Machines — U. A. Runov</p> <p>Simulating Transient Heating Processes in the Rotor Cage of an Induction Motor — L. A. Medinski</p> <p>A Method for Calculating Currents and Losses in Conducting Layers Located in Travelling or Rotating Magnetic Fields — A. V. Ivanov-Smolenski</p>	<p>1</p> <p>5</p> <p>10</p> <p>17</p> <p>22</p> <p>26</p> <p>30</p> <p>36</p> <p>42</p> <p>46</p> <p>49</p>	<p>Using the Duality Principle for Modelling a Three-dimensional Field — E. A. Meyerovich, A. A. Kostin</p> <p>On Frequency Starting of Asynchronous Gyromotors — D. A. Popov</p> <p>On the Advisability of Using Controlled Fuses — V. L. Fabrikant, V. A. Andreyev, J. F. Kuzmin, V. M. Block, G. V. Loginov, A. J. Zотов</p> <p>A Distance Relay with a Polygon Shaped Operating Characteristic — A. B. Vitanov</p> <p>Direct Search for Optimum Transients in Units with One Controlled Signal — J. A. Avetisian, E. B. Dementieva</p> <p>On Using Structural Circuits and Transfer Functions for Calculating Ladder Networks — I. L. Pismenny</p>	<p>55</p> <p>60</p> <p>66</p> <p>70</p> <p>75</p> <p>80</p> <p>86</p> <p>89</p> <p>91</p> <p>92</p>
<p>FROM OPERATING EXPERIENCE</p>			
<p>An Electrical Differential in Winding Mechanisms — S. V. Pastin, A. E. Pankov, U. B. Knyazev</p>	<p>30</p>	<p>REPORTS</p>	
<p>Improving the Dynamic Characteristics of a Controlled Rectifier Drive — V. L. Ankhimiuk, O. P. Ilyin</p>	<p>36</p>	<p>A Method of Measuring the Capacitance of Low-Q Capacitors — M. A. Karapetian</p>	<p>89</p>
<p>FROM THE HISTORY OF ELECTRICAL ENGINEERING</p>			
<p>Engineering</p>	<p>49</p>	<p>92</p>	

Рефераты опубликованных в номере статей

УДК 621.311.1.001:681.142

Расчет потокораспределения в электрической сети по методу определяющих величин
Грицай М. А., Журавлев В. Г.,
«Электричество», 1968, № 8

Применение метода определяющих величин позволяет упростить расчет нормального режима сложной электрической сети. Приводится алгоритм выделения определяющих величин, основанный на преобразовании матрицы коэффициентов. Описаны методы расчета потокораспределения с помощью определяющих величин путем случайного поиска и обращения матрицы невязок. Илл. 6. Библ. 10.

УДК 621.313.322—81:621.013.8

Двухгрупповая преобразовательная схема, применяемая в системе возбуждения турбогенераторов типа ТГВ-200.
Савченко Е. В.
«Электричество», 1968, № 8

Рассмотрена двухгрупповая преобразовательная схема в режиме однократной коммутации в фазе, выявлены некоторые особенности в работе двухгрупповой схемы, имеющей трехфазный трансформатор. К их числу относится наличие несбалансированной и. с. в стержнях трансформатора, повышенное значение реактивностей коммутации между вентилями различных групп и др.

С учетом этих особенностей получены выражения для напряжений и токов схемы и определены значения токов, углов регулирования и коммутации в различных режимах возбуждения турбогенератора. Табл. 4. Илл. 7. Библ. 3.

УДК 621.311.4:621.316.1:621.33:621.3.015

Исследование качества напряжения на подстанциях с однофазными тяговыми и трехфазными районными нагрузками

Бирюкова Р. П. и Тимофеев Д. В.
«Электричество», 1968, № 8

Излагаются результаты анализа экспериментальных и теоретических исследований с однофазными тяговыми нагрузками.

На основании полученных данных авторы считают, что регулировать напряжение с помощью АРПН и поддерживать его в заданных пределах практически не представляется возможным. Рекомендуется отказаться от АРПН, а «регулировать напряжение» и улучшать его качество с помощью установок продольно-емкостной компенсации, присоединяемых последовательно в контактную сеть, и поперечных фильтров, присоединяемых к шинам 27,5 кв или 6—35 кв, настраиваемых на частоту гармоник, нежелательных в электрической системе. Илл. 7. Библ. 3.

УДК 621.313.2.001.24

Трансформаторная э. д. с. и взаимоиндуктивность якорной обмотки машин постоянного тока
Рунов Ю. А.
«Электричество», 1968, № 8

Приведена методика расчета взаимоиндуктивности стдельных секций якоря машины постоянного тока, межламельных и суммарных трансформаторных э. д. с. с учетом геометрии воздушного зазора. Результаты расчета сравниваются с опытными данными для машины типа НВ-412м. Илл. 4. Библ. 6.

УДК 537.523.3.001.4

О структуре чехла коронного разряда при переменном напряжении
Колецицкий Е. С., Ларионов В. П.,
Сергеев Ю. Г.
«Электричество», 1968, № 8

Структура чехла короны на проводе меняется в зависимости от амплитуды и частоты приложенного напряжения, диаметра провода и давления. По величине градиентов и по структуре чехла короны можно выделить лавинную, стримерную и кистевую короны.

Приведены экспериментальные данные о переходе от лавинной к стримерной короне, осуществляющемся путем повышения напряжения или частоты приложенного напряжения. Установлена связь между кратностью приложенного напряжения, частотой и диаметром коронирующего провода, при которых происходит переход от лавинной к стримерной короне. Определены условия перехода от стримерной к кистевой короне.

Проведены эксперименты при пониженных давлениях. Уменьшение давления повышает напряжение и частоту, при которых происходит переход от лавинной к стримерной короне. Табл. 4. Илл. 2. Библ. 7.

УДК 621.313.333.2:017.71

Моделирование неустановившихся нагревов клетки ротора асинхронного двигателя
Мединский Л. А.
«Электричество», 1968, № 8

Одним из наиболее простых методов приближенного решения краевых задач, описывающих нагрев элементов клетки ротора при пуске или заторможенном состоянии, является метод прямых с использованием сеточной модели.

Проще всего получить решение при моделировании нагрева в заторможенном режиме, поскольку в этом режиме потери не меняются во времени; для моделирования нагрева при пуске необходимы функциональные генераторы.

Применение интегральных решений с получением функций Грина или переходных функций на модели позволяет получить решение для процессов нагрева с изменяющимися во времени потерями без функциональных генераторов.

В статье показывается, что нагрев в процессе пуска может быть получен путем наложения кривой нагрева при постоянных потерях, равных начальным, на кривую нагрева при потерях, равных разности действительных потерь и начальных. Это дает в некоторых случаях дополнительные возможности для упрощения решения.

Даются рекомендации по выбору масштабов при моделировании нестационарных нагревов клетки ротора.

Рассматриваются источники погрешностей при моделировании. Модель может быть построена из стандартных радиотехнических деталей с небольшими затратами времени и труда. Приводятся результаты расчета стержня ротора двигателя АТД-800 для режимов пуска и заторможенного состояния, которые мало отличаются от экспериментальных данных. Илл. 3. Библ. 4.

УДК 621.313.226

Проблема создания машин постоянного тока большой мощности с немагнитным активным слоем
Толкунов В. П., Файнштейн М. Б.
«Электричество», 1968, № 8

В статье анализируется новое конструктивное исполнение якоря мощной машины постоянного тока. Обмотка якоря располагается в немагнитном активном слое, что позволяет резко улучшить коммутационные свойства этих машин. Установлено, что условия охлаждения, к. п. д., оптовая цена и другие важнейшие показатели машины такой конструкции находятся на уровне машин обычного исполнения.

Приведены данные по экспериментальному исследованию магнитных полей. При анализе коммутационных особенностей установлено, что улучшение коммутации машин достигается не только за счет уменьшения величины реактивной э. д. с., но и за счет улучшения условий демпфирования и более благоприятного протекания процесса собственно коммутации.

Даны уточненные формулы для определения добавочных потерь в меди якоря. Приводятся данные экспериментального исследования на двух опытных образцах. В заключение делается вывод о том, что анализируемая конструкция может быть рекомендована для машин большой мощности с тяжелыми условиями коммутации при частоте 30—35 гц. Илл. 7. Библ. 9.

УДК 621.313.1.001.24

Метод расчета токов и потерь в проводящих слоях, расположенных в бегущем или врачающемся магнитном поле
Иванов-Смоленский А. В.
«Электричество», 1968, № 8

Предложен новый метод расчета токов, индуцированных бегущим или врачающимся магнитным полем в проводящих немагнитных слоях, а также потерь в этих слоях. Показано, что решение задачи методами теории поля может быть сведено к расчетам с помощью формул, в которые входят интегральные параметры проводящих слоев. Табл. 1. Илл. 10. Библ. 7.

Применение принципа дуальности для моделирования

трехмерного поля

Меерович Э. А., Костин А. А.

«Электричество», 1968, № 8

Рассмотрено дуальное преобразование уравнения стационарного трехмерного магнитного поля и расширена область применения векторного потенциала при исследованиях на моделях трехмерных магнитных полей. Определены соотношения между векторами исходного и дуального трехмерных магнитных полей.

Выведены условия на границе раздела двух сред для векторов дуального поля. Показана возможность совместного использования метода дуальных преобразований и метода изображений для аналитического и экспериментального решения задач о расчете магнитного поля.

Статья иллюстрирована примерами моделирования дуального поля в трехмерной электролитической ванне. Илл. 4. Библ. 7.

О возможности применения структурных схем и передаточных функций для расчета цепных схем

Письменный И. Л.

«Электричество», 1968, № 8

Предлагается применять для расчета электрических схем структурные схемы и передаточные функции. В качестве элементарных ячеек выбраны делители напряжения или тока.

Структурная схема для сложной электрической схемы получается из передаточных функций звеньев в прямой и обратной связи. Предлагаемые структурные схемы, в отличие от четырехполюсников, используют только один входной и один выходной параметр. Метод может применяться для расчета и анализа фильтров, корректирующих звеньев, цепных схем и др.

Способ представляет интерес с точки зрения единства методики построения передаточных функций и структурных схем для теории автоматического регулирования. Илл. 7. Библ. 7.

О частотном пуске асинхронных гиродвигателей

Попов Д. А.

«Электричество», 1968, № 8

В статье излагаются результаты исследования частотного пуска асинхронных гиродвигателей. Исходя из минимума времени пуска при заданном допустимом значении потребляемого тока, определен закон изменения абсолютного скольжения и установлена связь между напряжением и частотой.

Абсолютное скольжение асинхронного двигателя при оптимальном управлении пуском является постоянной величиной, при этом скольжение значительно меньше критического. Напряжение при оптимальном управлении является нелинейной функцией частоты.

Решена задача оптимального выбора коэффициента пропорциональности между напряжением и частотой при линейном управлении. Рассмотрены схемы управления, реализующие законы оптимального управления частотным пуском асинхронных двигателей. Приведен пример расчета времени частотного пуска одного образца гиродвигателя при оптимальном и линейном управлении. Табл. 1. Илл. 8. Библ. 8.

О целесообразности применения управляемых предохранителей

Фабрикант В. Л., Андреев В. А.

Кузьмин Я. Ф., Блок В. М., Логинов Г. В., Зотов А. Я.

«Электричество», 1968, № 8

Обосновывается целесообразность применения предохранителей, управляемых устройствами релейной защиты. Указывается, что возможности широкого применения предохранителя как коммутационного аппарата, заменяющего дорогостоящий выключатель, ограничиваются его недостатками, как защитного устройства. Это ограничение устраняется применением управляемого предохранителя.

Рассматривается ряд возможных способов управления предохранителями: перекгивание плавкой вставки электрической дугой, использование электродинамических сил, дешутирование, механический разрыв плавкой вставки, использование луча лазера. Библ. 6. Илл. 9.

Дистанционное реле с многоугольной характеристикой срабатывания

Витанов А. В.

«Электричество», 1968, № 8

Рассмотрено полупроводниковое дистанционное реле, выполненное на базе схемы, сравнивающей по фазе три или более электрических величин, каждая из которых является линейной функцией подводимых к реле напряжения и тока. Такое реле дает возможность получить практически любую заданную характеристику в комплексной плоскости сопротивлений, состоящую из дуг, отрезков или лучей. Далее в статье рассмотрено принципиальное выполнение такого реле и дан способ построения его характеристики. Илл. 10. Библ. 5.

Прямой поиск оптимальных переходных процессов в объектах с одним управляемым сигналом

Автесиан Дж. А., Дементьева Е. Б.

«Электричество», 1968, № 8

На основе методов прямого поиска разработаны вычислительные алгоритмы для определения оптимальных по быстродействию законов управления линейным объектом с одним управляемым воздействием. Предварительно сравниваются задачи релейного и терминального управления и формируется новая вспомогательная задача терминального управления с целью выбора более удобных постановок задач для получения вычислительных алгоритмов. С помощью последних на ЭЦВМ получены оптимальные по быстродействию процессы регулирования синхронного генератора. Илл. 4. Библ. 9.

Электрический дифференциал в перематывающих механизмах

Пастин С. В., Панков А. Е., Князев Ю. Б.

«Электричество», 1968, № 8

Широко используемый в технике механический дифференциал может быть заменен двухдвигательным электроприводом с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, якорные цепи которых соединены последовательно. При равенстве потоков возбуждения характеристики такого электропривода идентичны характеристикам механического дифференциала, а сама схема может быть названа электрическим дифференциалом. В статье дан анализ характеристик нового электропривода, использованного в перематывающем механизме. Описан способ стабилизации натяжения материала при перематывании с помощью секционированного шунта, который управляется с помощью релейных элементов на транзисторах в функции переменного напряжения на якоре шунтированного двигателя. Илл. 5. Библ. 3.

Об улучшении динамических свойств регулируемого вентиляльного электропривода

Анхимюк В. Л., и Ильин О. П.

«Электричество», 1968, № 8

В статье рассматриваются вопросы улучшения качества регулирования скорости вентиляльного электропривода, предназначенного для работы с широким диапазоном изменения скорости. Динамические свойства привода улучшаются при рациональном выборе структуры и параметров корректирующего устройства, которое рассчитывается по отношению к возмущающему воздействию на основании желаемого переходного процесса, определяемого эквивалентной передаточной функцией системы. Табл. 1. Илл. 2.

Метод измерения емкостей конденсаторов низкой добротности

Карапетян М. А.

«Электричество», 1968, № 8

Предлагается новый измеритель, отличающийся минимальным количеством элементов и простотой измерительной цепи, отсутствием дорогостоящих образцовых конденсаторов переменной емкости, легкостью изготовления и наладки, нетрудоемкостью процесса измерения и т. д. Преимуществами предложенного измерителя являются отсутствие погрешностей, вызванных паразитными параметрами элементов измерительной схемы, а также высокая чувствительность. Илл. 1. Библ. 2.

Владимир Константинович Лебединский
(К 100-летию со дня рождения)

Б. Ф. Табачинский, А. В. Гамаюнов

«Электричество», 1968, № 8

В статье кратко излагаются основные моменты жизни и научно-педагогической деятельности замечательного советского ученого в области электротехники, радиотехники и физики Владимира Константиновича Лебединского (1868—1937 г.), 100-летие со дня рождения которого отмечает научно-техническая общественность в этом году.