

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1976



ИЗДАТЕЛЬСТВО · ЭНЕРГИЯ ·

4

УДК 63:621.311(47+57)

## Электрификация сельского хозяйства в девятой пятилетке и перспективы ее дальнейшего развития

Академик ВАСХНИЛ БУДЗКО И. А., доктор техн. наук, проф. ЯКОБС А. И.  
МИИСП — ВИЭСХ

Сельская электрификация Советского Союза пришла к началу девятой пятилетки со значительными достижениями. В 1970 г. было закончено электроснабжение всех колхозов и совхозов страны и практически всех жилых домов, расположенных в сельских населенных пунктах. Потребление электроэнергии в 1970 г. достигло 38,6 млрд. кВт·ч. Почти 90% ее было получено от государственных энергетических систем. Был в основном создан мощный энергетический аппарат в виде сельских электрических сетей напряжением до 35 кВ общей протяженностью 3,18 млн. км с соответствующим количеством трансформаторных подстанций, эксплуатационных баз и других вспомогательных предприятий. В среднем на одно сельскохозяйственное предприятие приходилось около 100 электродвигателей.

В директивах XXIV съезда КПСС по пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР на 1971—1975 гг. предусматривалось [Л. 1] дальнейшее быстрое развитие сельской электрификации. Объем потребления электроэнергии в сельскохозяйственном производстве, а также отпуск ее на коммунально-бытовые нужды сельского населения планировалось увеличить в 2 раза. Особо отмечалась необходимость продолжить работы по развитию электрических сетей в сельских районах, повысить надежность электроснабжения сельских потребителей.

В последующих постановлениях партии и правительства по вопросам развития сельского хозяйства также уделялось внимание вопросам его электрификации. Особо отмечалась необходимость надежного электроснабжения сельских потребителей,

а комплексы по промышленному производству животноводческой продукции и крупные животноводческие фермы были отнесены по требованиям к надежности электроснабжения к потребителям первой категории.

В Постановлении о мерах по дальнейшему развитию сельского хозяйства нечерноземной зоны РСФСР предусмотрено значительное, в несколько раз, увеличение потребления электроэнергии сельским хозяйством в десятой пятилетке [Л. 2] и необходимое для этого дальнейшее развитие сельских электрических сетей.

Подводя итоги деятельности по электрификации сельского хозяйства страны в девятой пятилетке, следует отметить, что поставленные в ней задачи в основном выполнены. Потребление электроэнергии в производстве и в быту сельского населения составило в 1975 г. 72,5 млрд. кВт·ч, т. е. почти равно запланированному (75 млрд. кВт·ч). Из этого количества более 97% получено от государственных электрических сетей. Количество электродвигателей достигло 10 млн. единиц с суммарной мощностью до 50 млн. кВт. На одно предприятие теперь приходится значительно больше 150 электродвигателей. В сельском хозяйстве сооружено и реконструировано около одного миллиона километров электрических сетей, и теперь общая протяженность их составляет огромную величину — около 3,5 млн. км. Существенные сдвиги произошли и в области применения электроэнергии в сельскохозяйственном производстве.

**Электрификация сельскохозяйственного производства.** Электрическая энергия является основным средством технического перевооружения стацио-

Таблица 1

## Развитие электрификации сельскохозяйственного производства

Показатели	1970	1971	1972	1973	1974
Общее потребление электроэнергии в сельском хозяйстве, млрд. кВт·ч	38,6	45,6	51,6	57,6	65,8
Потребление электроэнергии сельскохозяйственным производством, млрд. кВт·ч	25,6	30,5	35,5	40,6	47,1
Электровооруженность труда в сельском хозяйстве, кВт·ч/(чел·год)	1080	1300	1520	1720	около 1950

нарных работ в сельском хозяйстве. Электрический привод, освещение, нагрев, а в недалекой перспективе электротехнология коренным образом изменяют сельскохозяйственное производство, создают условия для его перевода на промышленную основу, во много раз повышают производительность труда.

Производительность труда в сельском хозяйстве, как известно, зависит от многих экономических и социологических факторов, в том числе в значительной мере от объема капиталовложений (от фондовооруженности труда<sup>1</sup>) и от уровня электрификации (от электровооруженности труда<sup>2</sup>) [Л. 3]. Расчеты показывают, что при уровне развития сельскохозяйственного производства в нашей стране на начало девятой пятилетки прирост производительности труда на тысячу рублей обеспечивался при росте фондовооруженности труда примерно на 2 тыс. руб. и электровооруженности труда примерно на 700 кВт·ч/год.

В соответствии с планом в девятой пятилетке капитальные вложения в сельское хозяйство составили 131 млрд. руб., что на 49 млрд. руб. больше, чем в восьмой пятилетке. Это явилось важной предпосылкой увеличения производительности труда.

Основными общепринятыми показателями, интегрально характеризующими уровень электрификации сельскохозяйственного производства, являются потребление электроэнергии на производственные цели и электровооруженность труда. Как показывают статистические данные (табл. 1), потребление электроэнергии быстро росло и по отношению к 1970 г. среднегодовое увеличение потребления электроэнергии всем сельскохозяйственным производством составило около 20%, что намного больше соответствующих показателей в других отраслях народного хозяйства страны. На тепловые нужды сельскохозяйственного производства в 1972 г. было израсходовано 8 млрд. кВт·ч электроэнергии, а в 1974 г. уже 12 млрд. кВт·ч [Л. 4] или около 26% от общего потребления электроэнергии на производственные цели. На

нужды машинного орошения потребление электроэнергии непрерывно и быстро увеличивается (с 3,4 млрд. кВт·ч в 1970 г. до 8 млрд. кВт·ч в 1975 г. [Л. 5]).

Электровооруженность труда в сельскохозяйственном производстве возрастает почти с той же скоростью, что и общее потребление электроэнергии на производственные нужды (табл. 1), и по предварительным оценкам в 1975 г. должна превысить 2100 кВт·ч на работника в год [Л. 5]. При этом, однако, по отдельным союзным и автономным республикам и областям наблюдаются значительные отклонения от средних показателей: наиболее низкие значения в 1974 г. — в Азербайджанской ССР, Таджикской ССР, Чувашской АССР, Псковской области (от 550 до 800 кВт·ч); наиболее высокие (до 4000 кВт·ч) — в Ленинградской и Московской областях [Л. 6]. Следует иметь также в виду, что электровооруженность труда в сельском хозяйстве пока отстает от соответствующих показателей в промышленности. Поэтому в дальнейшем следует ожидать ее ускоренного роста. Так, по оценкам [Л. 6] энерговооруженность труда в животноводстве, в первую очередь на комплексно электромеханизированных животноводческих фермах, в ближайшее время должна быть доведена до 50—70 тыс. кВт·ч/год.

Развитие электрификации основных отраслей сельскохозяйственного производства непосредственно связано с тем эффектом, экономическим и социальным, который при этом достигается. На первом месте по достигаемому эффекту по-прежнему было животноводство (включая птицеводство). В настоящее время в этой отрасли занято более 5 млн. человек, причем суммарные затраты труда, в том числе и тяжелого, составляют около 50% общих затрат труда в сельскохозяйственном производстве [Л. 7]. Важной особенностью животноводства является также непосредственное участие в производственном процессе животных и птицы, являющихся по существу главными элементами технологической системы. С учетом указанного электромеханизацией животноводства в первую очередь решались две задачи: по сокращению затрат труда на основных технологических операциях (доение, приготовление и раздача кормов, поение, уборка навоза и помета) и по повышению продуктивности животных путем создания наилучших параметров среды их обитания («микроклимата»). При этом, естественно, основным критерием эффективности электрификации при прочих равных условиях служили приведенные затраты.

За последние годы сложилось основное техническое направление в электромеханизации животноводства, заключающееся в создании специализированных поточных линий (доения и первичной обработки молока, приготовления и раздачи кормов, транспортировки, обработки и сортировки яиц, уборки навоза и т. п.), энергетической основой которых служит автоматизированный многодвигательный электропривод. Особенностью этих линий является случайный характер плотности обрабатываемых материальных потоков (молока, яиц, навоза и т. п.), связанных в большинстве случаев с жизнедеятельностью животных. Это предопреде-

<sup>1</sup> Фондовооруженность труда — основные производственные фонды в рублях, приходящиеся на одного среднегодового работника.

<sup>2</sup> Электровооруженность труда — количество электроэнергии (в кВт·ч), приходящееся в год на одного среднегодового работника.

лило при разработке и анализе подобных линий использование современных математических методов, в том числе оптимизационных и вероятностных [Л. 8].

В 1974 г. уровень механизации работ на животноводческих фермах (в процентах к поголовью скота данного вида) достиг по доению коров — 79%, по раздаче кормов крупному рогатому скоту (КРС) — 24% (свиньям — 48%), по подаче воды КРС — 78% (свиньям — 91%), по очистке от навоза помещений для КРС — 51% (для свиней — 70%). Однако лишь около 20% крупного рогатого скота, 46% свиней и примерно такое же количество птицы содержатся на фермах с комплексной электромеханизацией [Л. 9]. Этим обстоятельством, а также тем, что лишь небольшое количество животных и птицы находится в помещениях с оптимальным микроклиматом, в значительной мере объясняется имеющийся до сих пор в среднем по всем колхозам и совхозам сравнительно высокий уровень затрат труда на производство центнера продуктов: по молоку — 10 чел.·ч; по привесу молодняка КРС и свиней — соответственно 53 и 34 чел.·ч; на производство тысячи яиц затрачивается около 11 чел.·ч. Между тем при комплексной электромеханизации технологических процессов и при микроклимате с параметрами, соответствующими зоотехническим требованиям, в передовых хозяйствах затрачивается на производство центнера молока не более 2,3—4 чел.·ч [Л. 10], на центнер привеса свиней — не более 5 чел.·ч [Л. 7], на тысячу яиц — около 0,9 чел.·ч [Л. 11]. Таким образом, имеются большие резервы снижения затрат труда.

Следует особо подчеркнуть важность поддержания параметров микроклимата в животноводческих и птицеводческих помещениях в оптимальных пределах. Как показывает опыт, при этом продуктивность животных и птицы повышается в среднем на 15—20% [Л. 7] и значительно сокращается падеж (по сравнению со случаями, когда микроклимат поддерживается даже с небольшими отклонениями от оптимального).

В соответствии с современными зоотехническими требованиями в животноводческих помещениях колебания параметров микроклимата допускаются лишь в весьма узких пределах. Так, в местах размещения дойных коров в холодное время года в зависимости от климатической зоны температура воздуха должна находиться в пределах  $\pm 5^{\circ}\text{C}$  или  $+5-0^{\circ}\text{C}$  при относительной влажности около 85%, причем скорость движения воздуха не должна выходить за пределы от 0,5 до 1,0 м/с. В свинарниках-откормочниках температура воздуха должна поддерживаться на уровне от 12 до 16 $^{\circ}\text{C}$  при относительной влажности 75% [Л. 12], а при откорме крупного рогатого скота в пределах 10 $^{\circ}\text{C}$ .

Особенно жесткие требования предъявляются к параметрам микроклимата птицеводческих помещений. В зоне размещения птицы необходимо поддерживать практически постоянную оптимальную температуру, равную 16 $^{\circ}\text{C}$  при клеточном содержании и 14 $^{\circ}\text{C}$  при напольном содержании (допустимые колебания температуры от ее оптимального значения в пределах  $\pm 2^{\circ}\text{C}$  при изменении темпера-

туры наружного воздуха от  $-30$  до  $+10^{\circ}\text{C}$ ), относительная влажность не должна выходить за пределы 60—70%. Скорость движения воздуха в зоне размещения птицы должна быть в интервале от 0,2 до 0,5 м/с.

Указанные жесткие требования к микроклимату животноводческих и птицеводческих помещений обуславливают необходимость создания достаточно сложных систем связанного управления обогревом, вентиляцией и увлажнением воздуха с учетом изменения параметров наружного воздуха. При этом возникает ряд специфических научных задач, например, по определению оптимальных параметров системы управления температурным и влажностным режимами воздуха в зоне размещения животных с использованием информации от множества датчиков температуры и влажности, размещаемых в различных точках помещения, и с учетом ограничений по скорости воздушного потока.

Примером современной достаточно совершенной установки для регулирования температурного и влажностного режимов в животноводческих помещениях может служить система «Электромикроклимат», разработанная совместно Всесоюзными научно-исследовательскими институтами электрификации сельского хозяйства и электротермического оборудования. Как показала опытная эксплуатация этой системы, ее использование в птичнике на 30 тыс. кур-несушек обеспечивает годовой экономический эффект, превышающий 30 тыс. руб. и связанный главным образом с повышением продуктивности птицы [Л. 13].

Наиболее высокий уровень электромеханизации производственных процессов и качества поддержания заданных параметров микроклимата достигнут на комплексах по производству продуктов животноводства на промышленной основе. Как известно, на комплексах имеется установившийся четко организованный цикл поточного производства при его оптимальной электромеханизации. Энергетической базой технологического процесса является электроэнергия. Процессы раздачи кормов, поения и доения животных, навозоудаления, создание оптимального микроклимата, обработка молока и т. п. организованы с широким применением многодвигательных электроприводов, электротермической аппаратуры, источников оптического, ультрафиолетового и инфракрасного облучения и т. п. При этом общая установленная мощность электрооборудования составляет 700—2000 кВт и более.

На молочных комплексах количество электродвигателей часто превышает 100 шт., а их установленная мощность составляет 200—250 кВт и более. Аппаратура автоматизированного управления режимами работы электроустановок размещается на 20—30 щитах. Внутренние проводки имеют протяженность от 3 до 4 км и более.

Высокий уровень электромеханизации производственных процессов и обеспечение соответствующего микроклимата на молочных комплексах обусловили достижение наибольшего снижения затрат труда на центнер молока. Так, на молочном комплексе «Щапово» Подольского района Московской области затраты труда на центнер молока составили всего 1,25 чел.·ч.

Электрификация производственных процессов в растениеводстве развивалась в основном по пути создания автоматизированных установок (поточных линий) для послеуборочной обработки зерна, приготовления витаминной травяной муки и полнорационных кормовых брикетов, а также в направлении комплексной электрификации и автоматизации теплиц и парников («закрытый грунт»). Лишь в РСФСР в 1974 г. было переработано на электрифицированных зерноочистительных пунктах более 78 млн. т зерна, изготовлено около 1,8 млн. т витаминной муки и с помощью активного вентилирования около 1,2 млн. т высококачественного сена [Л. 6]. Опыт и исследования подтвердили необходимость быстрого развития электрификации послеуборочной обработки зерна и приготовления высококачественных гранулированных и брикетированных полнорационных кормов. При этом установлена целесообразность создания непосредственно в колхозах и совхозах комбинированных кормозерновых предприятий, содержащих несколько технологических линий послеуборочной обработки зерновых культур и производства гранулированных или брикетированных кормов.

Значительные работы проведены по комплексной электрификации технологических процессов в теплицах. Для автоматического поддержания заданного температурно-влажностного режима в зимних теплицах промышленность серийно выпускает унифицированные системы автоматизации типа КТ-1 и КТ-1к. С помощью этих систем осуществляется автоматическое регулирование режимов работы отопительных и вентиляционных устройств, увлажнение воздуха, полив почвы и внесение растворов минеральных удобрений. Регулирование полива почвы и увлажнения воздуха выполняется по временному принципу. Поддержание заданного температурного режима воздуха и воды, используемой для полива, а также концентрации растворов удобрений осуществляется по пропорционально-интегральному закону. Анализ опыта эксплуатации систем типа КТ-1 и КТ-1к, выполненный во ВНИИэлектропривод, показал целесообразность их усовершенствования, в первую очередь путем замены релейно-контактных устройств тиристорными коммутаторами с управлением от магнитоуправляемых реле (герконы). При этом надежность системы должна значительно возрасти [Л. 14].

Сельскохозяйственное производство является крупным потребителем тепловой энергии (по оценкам экспертов около  $10^9$  ГДж в год [Л. 4]). В девятой пятилетке почти вся тепловая энергия, необходимая для сельскохозяйственного производства, получалась непосредственным сжиганием различного топлива. Лишь около 4% тепловой энергии вырабатывалось с помощью электротепловых установок и использовалось в основном для подогрева воды, запаривания кормов, создания комфортного микроклимата в животноводческих и птицеводческих фермах, для обогрева теплиц и парников и т. п.

Сравнительно медленное развитие применения электротепловых установок в сельскохозяйственном производстве во многом было связано с мнением,

что тепловые установки, работающие на традиционных видах топлива, эффективнее используют топливо, чем электротепловые установки, хотя социальный эффект применения электротепловых установок, заключающийся в улучшении условий труда и высвобождении большого количества людей, занятых обслуживанием мелких сельских обычных тепловых установок, был очевиден. Непосредственно же в хозяйствах наблюдалось повсеместное и все усиливавшееся стремление к широкому применению электротепловых установок. Преодоление возникшего противоречия могло быть достигнуто лишь на основе проведения серьезного анализа технико-экономических аспектов применения в сельскохозяйственном производстве электротепловых установок. Эта работа была выполнена в Энергетическом институте им. Г. М. Кржижановского, во ВНИИ электрификации сельского хозяйства, в Сельэнергопроект и Энергосетьпроект. Было установлено [Л. 15 и 16], что коэффициент полезного использования топлива  $k_{п.и}^*$  для мелких сельскохозяйственных тепловых установок с учетом ухудшения качества и потерь топлива при его транспортировке и хранении не превышает 0,3 для твердых видов топлива, 0,4 для жидкого горючего и 0,4—0,5 для газа. При использовании электроэнергии для тепловых целей  $k_{п.и}$  (с учетом потерь электроэнергии в системе электропередачи) приближается к 0,3, т. е. практически соответствует  $k_{п.и}$  при применении в обычных тепловых установках твердых видов топлива, имеющих наибольшее распространение в сельском хозяйстве.

Углубленный анализ приведенных затрат на варианты теплоснабжения с использованием различных видов топлива и электроэнергии показал, что имеются достаточно четкие области эффективного (в экономическом и социальном планах) применения электротепловых установок [Л. 16]. Так, к значительному экономическому эффекту приводит использование систем электротеплоснабжения в широко распространенных небольших молочных фермах (до 200 коров), в свинооткормочных фермах (с годовой производительностью до 5 тыс. голов), а также весенних пленочных теплиц площадью до  $10^4$  м<sup>2</sup>, даже без учета повышения продуктивности животных, которое достигается при прочих равных условиях обеспечением точного по сравнению с обычными тепловыми установками поддержания оптимальных параметров микроклимата.

Опыт применения электротепловых установок в хозяйствах полностью подтверждает достигаемый при этом значительный социальный эффект. Так, только по одной Горьковской области применением в ряде хозяйств автоматизированных электротепловых установок удалось высвободить более 2 тыс. человек, выполнявших тяжелые физические работы по обслуживанию обычных тепловых установок [Л. 6]. Ориентировочные подсчеты показывают, что в перспективе при широкой электрификации тепловых процессов в сельскохозяйственном производстве удастся освободить от тяжелого фи-

\* Коэффициент полезного использования топлива численно равен отношению полезно отпущенного тепла к теплотворной способности добытого топлива.

зического труда более 2 млн. человек [Л. 4], которые смогут быть использованы непосредственно в сфере сельскохозяйственного производства.

**Электрификация быта сельского населения.** Непрерывное повышение материального и культурного уровня жизни сельского населения оказывает заметное влияние на показатели электрификации быта и сферы обслуживания. Как показывает анализ статистических данных [Л. 17 и 18] удельный расход электроэнергии на коммунально-бытовые нужды и сферу обслуживания сельского населения в 1974 г. достиг 204 кВт·ч/(чел.·год) при среднем росте около 18% (для сравнения укажем, что для городского населения этот показатель в 1974 г. составил около 750 кВт·ч/(чел.·год). Наряду с развитием и совершенствованием электрического освещения и расширением применения электроплиток для приготовления пищи все большее распространение получает сложная электробытовая техника: холодильники, телевизоры и радиоприемники.

Удовлетворение потребностей сельского населения в электробытовых приборах проводилось в девятой пятилетке с учетом особенностей зон. При этом в южных районах страны обеспеченность сельского населения холодильниками значительно превышает средний уровень не только по сельским районам, но и по всей стране в целом. Например, в ряде колхозов Херсонской области на 100 семей имеется до 64 холодильников (в среднем по СССР 55).

За последние годы значительно выросла обеспеченность сельских жителей телевизорами. Например, в Белорусской ССР телевизоры уже имеются в 65% сельских семей (в среднем по СССР в 71% семей).

Широкое применение в сельском хозяйстве современных электробытовых приборов требует внимательного рассмотрения ряда технических аспектов электроснабжения и в первую очередь качества электроэнергии. Как показывает, например, опыт эксплуатации в сельских районах бытовых холодильников там, где система электроснабжения не обеспечивает поддержание уровня напряжения в допустимых границах, наблюдается резкое уменьшение срока службы холодильников, что вызывает справедливые претензии населения.

**Электроснабжение сельского хозяйства.** Надежное обеспечение сельских потребителей дешевой и высококачественной энергией, очевидно, является определяющим условием широкого развития электрификации сельского хозяйства. На первых этапах ее становления электроснабжение осуществлялось путем строительства мелких сельских электростанций на небольших реках, а также тепловых станций с двигателями внутреннего сгорания и даже с локомотивами. Советское правительство и лично В. И. Ленин оказывали строительству сельских электростанций большую помощь. Выступая на IX Всероссийском съезде Советов, он высоко оценил инициативу крестьян по строительству сельских электростанций, число которых в 1921 г. достигло 221 при общей мощности 12 тыс. кВт. В. И. Ленин говорил: «Этими мелкими станциями были созданы в деревне центры современной новой

Таблица 2

## Развитие электроснабжения сельского хозяйства СССР

Показатели	1953	1960	1965	1970	1974
Общее потребление электроэнергии в сельском хозяйстве, млрд. кВт·ч	2,7	10	21	38,6	65,8
Доля централизованного электроснабжения, %	33	42	69	90	97

крупной промышленности. Они хотя и ничтожны, но все же показывают крестьянам, что Россия не остановится на ручном труде, не останется со своей примитивной деревянной сохой, а пойдет вперед к другим временам»<sup>3</sup>. Несколько десятилетий мелкие станции оставались основной базой сельской электрификации. Так, в 1953 г. две трети электроэнергии, используемой сельским хозяйством, давали собственные электростанции небольшой мощности.

К этому времени создались возможности неограниченного присоединения сельских потребителей к сетям государственных энергосистем, что явилось мощным стимулом для развития сельской электрификации страны. Во все последующие годы при абсолютном возрастании потребления электроэнергии сельским хозяйством неуклонно возрастала доля электроэнергии, полученной им от государственных энергосистем (табл. 2) [Л. 19]. Таким образом, можно считать, что в девятой пятилетке централизованное электроснабжение являлось основой электрификации сельского хозяйства как и других отраслей народного хозяйства и городов. Количество сельских тепловых электростанций, главным образом на дизелях мощностью 40 кВт, которое в 1964 г. достигало 109 тыс., сократилось в текущей пятилетке почти в 2 раза. Эти станции используются в отдаленных, малонаселенных районах страны, а также в качестве резервных в зоне централизованного электроснабжения. Сельские гидроэлектростанции в настоящее время почти не используются.

В сельских электрических сетях страны окончательно сложилась система напряжений 110/35/10/0,38 кВ. Весьма перспективно напряжение 20 кВ [Л. 20], применяемое с успехом в Латвийской ССР.

В истекшем пятилетии проявлялась прогрессивная тенденция исключения из системы распределения электроэнергии одного из напряжений, что сокращает потребность в трансформаторах и потери энергии. Так, широкое распространение получили трансформаторные подстанции напряжением 110/10 кВ. Их количество почти сравнялось с количеством подстанций напряжением 110/35/10 кВ. Подстанции 110/10 кВ находят широкое применение для электроснабжения комплексов по промышленному производству животноводческой продукции, тепличных комбинатов и других крупных потребителей.

<sup>3</sup> Ленин В. И. Полн. собр. соч., Изд. 5-е, т. 44, с. 320—321.

В ряде районов с большими населенными пунктами, удаленными друг от друга, с успехом применяются подстанции 35/0,38 кВ, т. е. исключаются линии 10 кВ.

Как уже отмечалось, с учетом того, что в период 1971—1975 гг. планировалось построить и реконструировать почти 900 тыс. км сельских линий напряжением до 20 кВ и 90 тыс. км линий 35—110 кВ протяженность сельских сетей к концу девятой пятилетки приблизилась к 3,5 млн. км. К началу 1976 г. ожидаемая протяженность сельских линий 35—110 кВ составила около 250 тыс. км, а линий напряжением до 20 кВ — 3,2 млн. км, в том числе примерно половина линий 0,38 кВ [Л. 5].

При проектировании сельских электрических сетей значительное внимание уделяется качеству напряжения у потребителей. Если ранее отклонения напряжения в сельских сетях допускались в пределах  $+7,5\div-10\%$ , то в девятой пятилетке они были снижены до  $\pm 7,5\%$ , а в крупных предприятиях до  $\pm 5\%$ , т. е. приравнены к нормам, установленным в промышленности.

Все сельские сети проектируются с регулированием напряжения — предусматривается использование трансформаторов 35/10 кВ с автоматическим переключением выводов под нагрузкой.

Надежность электроснабжения сельских потребителей электроэнергии первой категории обеспечивается, как правило, двойным питанием по линиям 10 или 35 кВ либо резервными электростанциями. В основном она соответствует требованиям. Что же касается других потребителей, то надежность их электроснабжения еще недостаточна. В начале пятилетки длительность аварийных и плановых отключений составляла примерно 100 ч в год. За пятилетие она снизилась, но недостаточно.

Главной причиной значительного числа отключений являются большие радиусы действия линий 10 кВ. Кроме того, решающее значение имеет строгое соблюдение правил эксплуатации электрических сетей, своевременное проведение ремонтов и в особенности автоматизация сетей, в первую очередь в аварийных режимах и оснащение их средствами связи и диспетчерского управления. В области автоматизации сетей в девятой пятилетке достигнуты заметные положительные результаты. Разработаны комплексы для автоматизации защиты сельских сетей от различных аварийных ситуаций и поиска места повреждения в них (Сельэнергопроект, МИИСП, Молдавэнерго и др.). Они проходят широкую сравнительную проверку в производственных условиях.

В сетях напряжением 10 кВ должны шире применяться секционирование и включение резервных линий при авариях и плановых ремонтах. В ряде энергосистем, например в Костромаэнерго, разработаны и успешно применяются схемы сетей 10 кВ повышенной надежности. Наряду с этим начинается переход к сельским электрическим сетям 10 кВ, замкнутым в нормальных режимах и снабженным надежной релейной защитой.

Надежность электроснабжения радикально повышается, если вместо воздушных линий прокладывать подземные кабели напряжением 10 и

0,38 кВ, а в перспективе 35 и даже 110 кВ. В этом случае, кроме того, исключаются помехи сельскохозяйственному производству и окружающей среде. Прокладка кабельных линий в сельской местности полностью механизмуется. Использование специальных облегченных кабелей с пластмассовой оболочкой, разработанных отечественной электропромышленностью, весьма перспективно и экономично, причем, в первую очередь необходимо оборудовать кабельные сельские сети в районах страны с тяжелыми климатическими условиями (повышенные гололедность и грозовая деятельность, сильные ветры).

В связи с быстрым ростом потребления электроэнергии в сельском хозяйстве необходимо в сельских сетях вести работу по повышению коэффициента мощности, как это делается в промышленных установках. Компенсация реактивной мощности статическими конденсаторами позволит уменьшить потери энергии и улучшить режим напряжения в сельских сетях.

**Эксплуатация электроустановок и обеспечение электробезопасности в сельском хозяйстве.** Объем электрохозяйства, используемого в сельскохозяйственном производстве, непрерывно увеличивается (в 1975 г. эксплуатировалось уже около 10 млн. электродвигателей общей мощностью до 50 млн. кВт, свыше 1,5 млн. различных электроаппаратов, более 1 млн. км внутренних электропроводок и т. п.). Однако, как показывает изучение работы многих хозяйств и анализ статистических материалов, уровень эксплуатации электроустановок в колхозах и совхозах до настоящего времени все еще продолжает оставаться в несколько раз ниже, чем в промышленности. Это приводит к значительной аварийности, резкому уменьшению срока службы электроустановок и в конечном счете к большому ущербу [Л. 21 и 22].

Одним из следствий указанного уровня эксплуатации электроустановок являются поражения людей и животных электрическим током, а также «электропожары» [Л. 23]. (Следует иметь в виду, что рост электротравматизма тесно связан также со значительным увеличением количества различной электроаппаратуры, с которой в среднем приходится взаимодействовать работнику сельскохозяйственного производства.)

Анализ производственных электропоражений в сельском хозяйстве по характерным группам электроустановок показал следующее. Около 13% поражений произошло на местных электростанциях и на трансформаторных подстанциях; 40% — связано с воздушными линиями электропередачи (обрыв и провисание проводов, находящихся под напряжением; недопустимое сближение крупногабаритных сельскохозяйственных машин с проводами ВЛ и т. п.); 47% — связано с остальными электроустановками потребителей (электродвигатели, электротермическая аппаратура, внутренние проводки, передвижные электрифицированные машины и т. п.). Имеются случаи электропоражений в быту сельского населения.

Одной из важных мер по повышению уровня эксплуатации электроустановок в сельском хозяйстве явилось создание в девятой пятилетке ряда

хозрасчетных межхозяйственных производственных объединений «Сельхозэлектро» [Л. 24 и 25]. Эти объединения взяли на себя обслуживание и ремонт технологических электроустановок в хозяйствах, включая внутренние электропроводки, а также по договоренности с подразделениями Минэнерго, трансформаторных подстанций 10/0,4 кВ и линий электропередачи напряжением 0,4 кВ. Кроме того, ими выполняются различные электромонтажные работы и капитальный ремонт внутренних электропроводок.

Как показывает уже имеющийся опыт функционирования объединений «Сельхозэлектро», их организация приводит к быстрому повышению уровня эксплуатации электроустановок в хозяйствах. Так, в Кировской области в результате деятельности областного объединения «Сельхозэлектро» выход электродвигателей из строя значительно сократился, что уменьшило ущерб на 600 тыс. руб [Л. 25]. Еще лучшие результаты достигнуты в Тихорецком районе Краснодарского края, где аварийность электродвигателей уменьшилась почти в 10 раз [Л. 24].

В научно-исследовательских организациях Минсельхоза СССР и Всесоюзного объединения «Сельхозтехника» в содружестве с подразделениями промышленных министерств был выполнен ряд исследовательских и опытно-конструкторских работ, результаты которых при их широком использовании в сельском хозяйстве должны способствовать повышению уровня эксплуатации сельских электроустановок и уменьшению электроtraвматизма. Так была введена в действие «Система плано-предупредительного ремонта и технического обслуживания электрооборудования, используемого в сельском хозяйстве (ППРЭСх)», обоснована целесообразность использования и разработана конструкция передвижной электродиагностической автолаборатории типа ЭДЛ-1 для обслуживания электрооборудования в колхозах и совхозах, обоснована допустимость применения пластмассовых труб для электропроводок в животноводческих помещениях (при этом обеспечивается повышение срока службы проводок более чем в 2 раза). Разработаны научные основы обеспечения электробезопасности в сельском хозяйстве, обоснованы технические требования на устройства защитного отключения (УЗО), по которым организовано производство отечественных аппаратов типа ЗОУП-25 и РУД, проведена опытная эксплуатация в хозяйствах большой партии УЗО и разработаны рекомендации по их широкому применению в сельском хозяйстве, разработана теория и методы расчета заземляющих устройств, содержащих протяженные горизонтальные элементы и т. п.

**Основные направления развития электрификации сельского хозяйства в 10-й пятилетке и задачи научно-исследовательских организаций.** Сельскохозяйственное производство в десятой пятилетке на основе непрерывного повышения производительности труда должно обеспечить значительный рост производства продуктов земледелия и животноводства для более полного удовлетворения потребностей населения в продуктах питания и промышленности в сырье. Будет неуклонно повышаться мате-

риальный и культурный уровень трудящихся в сельском хозяйстве.

Направления дальнейшей электрификации сельскохозяйственного производства, быта и сферы обслуживания сельского населения определяются общими закономерностями развития отраслей сельского хозяйства, их постепенным переводом на промышленную основу и ходом социального прогресса сельского населения. Потребление электроэнергии в 1980 г. достигнет 130 млрд. кВт·ч.

В области животноводства наряду с созданием новых крупных комплексов по производству на промышленной основе молока, мяса (говядины, свинины, птицы) и яиц будет продолжаться строительство новых и реконструкция существующих средних по размеру животноводческих ферм. При этом должна обеспечиваться комплексная электромеханизация всего производственного процесса (поддержание оптимальных параметров среды обитания животных, приготовление и раздача кормов, доение и обработка молока, сбор, транспортировка, обработка и хранение яиц, уборка, переработка и хранение навоза) на основе массового применения технологических поточных линий с многодвигательным автоматизированным электроприводом, в том числе и с программным управлением.

В области растениеводства ускоренными темпами будут развиваться крупные специализированные тепличные предприятия с комплексной электромеханизацией обработки почвы, поддержанием оптимального температурного и влажностного режимов почвы и воздуха, внесением удобрений и т. п. Должно быть сооружено большое количество крупных, средних и мелких (непосредственно в хозяйствах) предприятий и специализированных поточных линий послеуборочной обработки, переработки и хранения продуктов растениеводства. Особое внимание будет уделено созданию и организации серийного выпуска линий для производства брикетированных полнорационных кормов. Получат широкое распространение в первую очередь на комплексах по производству сельскохозяйственных продуктов на промышленной основе, автоматизированные системы управления предприятием.

Большие перспективы в повышении эффективности электрификации сельскохозяйственного производства заложены в применении методов электротехнологии (непосредственного применения электроэнергии в технологических процессах), которые в десятой пятилетке получат дальнейшее развитие. Так, начнется широкое применение электрогидравлического эффекта для обеззараживания навоза (важнейшая проблема, непосредственно связанная с охраной окружающей среды), для обработки пищевых отходов, используемых для кормления скота и т. п. Получат распространение уничтожение сорняков с помощью импульсного воздействия мощных электрических полей, электрораспашка почв в зоне интенсивного поливного земледелия и др.

Развитие системы электроснабжения сельского хозяйства пойдет по пути дальнейшего повышения его экономичности и надежности при одновремен-

ном повышении качества электроэнергии. Должна быть значительно уменьшена имеющаяся диспропорция между протяженностью ВЛ напряжением 110—35 и 10 кВ. Электроснабжение агрокомплексов во многих случаях будет осуществляться от трансформаторных подстанций глубокого ввода. С целью значительного повышения надежности электроснабжения и качества электроэнергии начнется массовое применение основных элементов систем автоматизированного контроля и управления режимами сельских электрических сетей, а также регуляторов напряжения под нагрузкой, в том числе тиристорных, для трансформаторов напряжением 35/10 и 10/0,4 кВ. Начнется использование подземных кабельных сетей напряжением 10 и 0,38 кВ.

Уровень эксплуатации сельских электроустановок будет существенно повышен как за счет непрерывного укрепления эксплуатационных служб, их определенной перестройки с учетом опыта работы специализированных хозрасчетных организаций «Сельхозэлектро», так и путем внедрения научно обоснованных прогрессивных систем технической эксплуатации сельских электроустановок. Должна быть также значительно усовершенствована система обеспечения электробезопасности (совокупность технических средств и организационных мероприятий) главным образом путем рационального применения новых высокоэффективных технических средств, в первую очередь устройств защитного отключения. При этом по выполненным оценкам уровень опасности электропоражения в сельском хозяйстве снизится в несколько раз.

В быту сельского населения наряду с повышением обеспеченности обычными электробытовыми приборами и улучшением освещения квартир должны получить заметное распространение современные напольные электрические плиты.

Научное обеспечение процесса дальнейшей электрификации сельского хозяйства в десятой пятилетке должно включать решение следующих основных научных задач:

1. Дать в рамках системного подхода полное технико-экономическое обоснование направлений и уровней электрификации сельскохозяйственного производства, а также социально-экономического и технического уровня электрификации быта и сферы обслуживания сельского населения, включая прогноз на период до 25 лет.

2. Обосновать оптимальный топливно-энергетический баланс по основным сельскохозяйственным зонам страны.

3. Разработать и обосновать оптимальные системы комплексной электрификации производственных процессов животноводства (включая системы поддержания заданных параметров среды обитания животных) с учетом зональных и технологических особенностей.

4. Разработать эффективные методы непосредственного использования электрической энергии в технологических процессах животноводства и растениеводства («электротехнология»).

5. Обосновать требования к надежности электроснабжения сельского хозяйства и к качеству электроэнергии с учетом перехода на промышлен-

ный способ производства сельскохозяйственных продуктов, а также особенностей электрификации быта сельского населения; разработать и обосновать оптимальные системы электроснабжения сельскохозяйственных потребителей, включая крупные агротехнические комплексы; разработать систему автоматизации управления режимами сельских электрических сетей.

6. Разработать рациональную систему эксплуатации сельских электроустановок с учетом опыта функционирования хозрасчетных производственных объединений «Сельхозэлектро».

7. Разработать рациональную систему электробезопасности в сельском хозяйстве, обеспечивающую заданный уровень электробезопасности при минимуме приведенных затрат.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Материалы XXIV съезда КПСС. М., Политиздат, 1971. 320 с.
2. Будзко И. А. Повышение надежности электроснабжения. — «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1975, № 7, с. 25—26.
3. Пирхавка П. Я. О некоторых закономерностях развития электрификации сельского хозяйства. — В кн.: Методы оценки развития электроэнергетики. М., «Наука», 1973, с. 125—139.
4. Рослов Ю. А., Расстригин В. Н., Быстрицкий Д. Н. Проблемы электрификации тепловых процессов. — «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1975, № 6, с. 23—25.
5. Тевосян Т. А. Итоги и перспективы электрификации сельского хозяйства СССР. — «Электрические станции», 1975, № 4, с. 27—32.
6. Морозов И. С. Перспективы развития электрификации нечерноземной зоны РСФСР. — «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1975, № 7, с. 22—24.
7. Морозов Н. М. Разработка системы машин для комплексной механизации животноводства. — «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1975, № 6, с. 14—17.
8. Славин Р. М. Научные основы автоматизации производства в животноводстве и птицеводстве. М., «Колос», 1974, 464 с.
9. Новиков М. П. Индустриальная база села. — «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1975, № 3, с. 1—5.
10. Передовой опыт эксплуатации и эффективность системы машин для животноводства. — «Научные труды по электрификации сельского хозяйства», 1974, т. 36, с. 123—146. Авт.: Н. М. Морозов, Е. А. Вагин, Н. И. Опокина и др.
11. Славин Р. М. Основные задачи и перспективы электрификации и автоматизации промышленного птицеводства. — «Научные труды по электрификации сельского хозяйства», 1974, т. 35, с. 3—15.
12. Оборудование для создания микроклимата на фермах. М., «Колос», 1972. 207 с. Авт.: Д. Н. Мурусидзе, В. А. Оленев, А. В. Павлов и др.
13. Свириденко Н. К., Бабаханов Ю. М. Использование системы «Электроклимат» в птицеводстве. — «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1972, № 9, с. 34—37.
14. Рослов Ю. А., Пивоваров Л. М., Елохин Б. А. Совершенствование систем автоматизации блочных теплиц. — «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1974, № 5, с. 7—9.
15. Канакин Н. С. Энергоэкономическая оценка эффективности электрификации тепловых процессов в производстве на перспективу. — В кн.: Труды энергетического института им. Г. М. Кржижановского. 1974, вып. 17 а, с. 159—179.
16. Пирхавка П. Я., Соколовский Е. В., Мурадова Л. И. Определение эффективности электрификации тепловых процессов. — «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1975, № 9, с. 26—29.
17. Некрасов А. М. Электрификация быта и сферы обслуживания. — В кн.: Краткие тезисы докладов к Всесоюз-

ному научно-техническому совещанию «Электрификация быта городского и сельского населения», Л., 1974, с. 3—9.

18. Пирхавка П. Я., Сторожев Б. С. Статистические характеристики развития электрификации быта. Краткие тезисы докладов к Всесоюзному научно-техническому совещанию «Электрификация быта городского и сельского населения», Л., 1974, с. 22—24.

19. Будзко И. А., Гессен В. Ю., Левин М. С. Электрообеспечение сельскохозяйственных предприятий и населенных пунктов. М., «Колос», 1975. 288 с.

20. Будзко И. А., Канакин Н. С. О выборе направления реконструкции сельских распределительных сетей. — «Электричество», 1971, № 9, с. 1—5.

21. Сагач М. Ф., Резниченко Т. Ф., Ржановский Ю. А. — Исследование эксплуатационной надежности электрооборудования животноводческих ферм. — В кн.: Тезисы докладов

к научно-техническому совещанию 29—31 октября 1973 г. М., 1973, с. 20—21.

22. Калмыков С. А. Повышение надежности электропроводок в животноводческих помещениях. — В кн.: Тезисы докладов к научно-техническому совещанию 29—31 октября 1973 г. М., 1973, с. 18—19.

23. Якобс А. И., Липаньева Н. Н. Электробезопасность в сельском хозяйстве. — «Механизация и электрификация сельскохозяйственного сельского хозяйства», 1975, № 5, с. 27—29.

24. Красноуцкий П., Орлов Б. Хозрасчетные электротехнические объединения. — «Техника в сельском хозяйстве», 1974, № 12, с. 33—34.

25. Красноуцкий П. И. Организация эксплуатации сельских электроустановок в Тихорецком районе Краснодарского края. — В кн.: Тезисы докладов к научно-техническому совещанию 29—31 октября 1973 г. М., 1973, с. 27—29.

[30.12.1975]



УДК 621.313.322.013.62

## Подавление емкостного самовозбуждения синхронных машин регулированием возбуждения по поперечной оси ротора

Доктор техн. наук СОКОЛОВ Н. И., канд. техн. наук КАСПАРОВ Э. А., инж. ФОКИН В. К.

ВНИИЭ

Отсутствие эффективных мер борьбы с емкостным самовозбуждением синхронных машин является одной из причин ограничения степени емкостной компенсации индуктивных сопротивлений линий электропередач и отказа от применения компенсированных емкостью синхронных компенсаторов, что, как известно, способствовало бы увеличению устойчивости параллельной работы станций и улучшению качества электрической энергии на узловых подстанциях.

Для подавления самовозбуждения синхронных и асинхронных машин при работе их через емкость  $x_c$  предлагалось много способов: включение активных сопротивлений в цепь статора, специальное регулирование возбуждения, подмагничивание спинки статора постоянным током, подмагничивание ферромагнитного шунта между полюсами, специальное выполнение успокоительных обмоток и др. Из всех этих способов некоторое распространение получило включение активных сопротивлений в цепь статора, однако появляющиеся при этом дополнительные потери делают этот способ неэкономичным.

Регулированием возбуждения, как показали теоретические исследования и опыты на динамических и аналоговых моделях, удается успешно подавлять самовозбуждение у явнополюсных машин только в зоне так называемого синхронного самовозбуждения, т. е. при  $x_d > x_c > x_q$  [Л. 1 и 2]. При  $x_c < x_q$  и малых активных сопротивлениях предотвратить самовозбуждение регулированием возбуждения большинство исследователей считает невозможным [Л. 1—3]. Введением в закон регулирования нескольких параметров режима и их производных принципиально можно расширить область устойчивости [Л. 4], однако практически реализовать такое регулирование не удалось.

При выборе способов подавления самовозбуждения удобно пользоваться известным методом определения границ самовозбуждения на основе характеристического уравнения системы и некоторыми энергетическими соотношениями. Электромагнитная устойчивость машины, т. е. отсутствие ее самовозбуждения, обеспечивается при положительности всех коэффициентов как характеристического уравнения, так и определителей Гурвица (см. приложение 1):

$$a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5 \geq 0; \quad (1)$$

$$\Delta_4 = (a_1 a_2 - a_0 a_3) (a_3 a_4 - a_2 a_5) - (a_1 a_4 - a_0 a_5) \geq 0. \quad (2)$$

Обычно границу самовозбуждения представляют кривой на плоскости параметров внешнего емкостного сопротивления  $x_c$  и активного сопротивления цепи статора (рис. 1). Внутри области, охваченной этой кривой и осью  $x_c$ , выделяют три зоны (по терминологии Н. Н. Щедрина): реактивно-синхронного (I), репульсионно-синхронного (II) и асинхронного самовозбуждения (III). В зоне I процессы в статоре развиваются с синхронной частотой, в зоне II, за исключением внешней части области (при больших  $R_z$ ), — также синхронно.

В зоне III и в пограничной части зоны II процесс самовозбуждения развивается с частотой, меньшей синхронной, последнюю часть зоны II иногда называют репульсионно-асинхронной.

Практический интерес обычно представляет только часть области, ограниченная осью  $x_c$  и параллельной ей прямой, проведенной через точку  $R_n$ , где  $R_n$  — собственное активное сопротивление цепи без каких-либо добавочных сопротивлений. Граница области реактивно-синхронного самовоз-

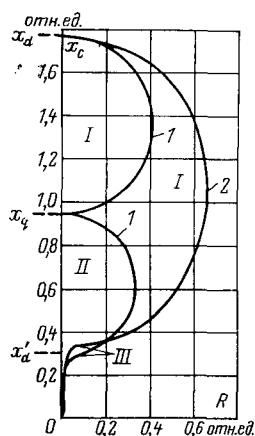


Рис. 1. Границы самовозбуждения синхронной машины КС-16000 ( $x_d = 1,76$ ;  $x_q = 0,95$ ;  $x'_d = 0,3$ ;  $\tau_{d0} = 4,0$  с), включенной на емкостное сопротивление  $x_c$ .

1 — продольный контур замкнут, поперечный разомкнут; 2 — продольный контур замкнут, в поперечном контуре посредством «источника тока» сопротивление  $x_q$  скомпенсировано до  $x'_d$ .

буждения (1) находится из условия  $a_5 = 0$ , и она не меняется от того замкнуты контуры на роторе или разомкнуты, однако инкременты нарастания процесса ( $\sigma$ ) в разных точках области от этого сильно зависят.

Энергетическая основа такого самовозбуждения — в наличии момента явнополюсности

$$m = U^2 \frac{x_d - x_q}{2x_d x_q} \sin \delta, \quad (3)$$

где  $U$  — напряжение на зажимах машины, которое при самовозбуждении непрерывно растет;  $\delta$  — внутренний угол между продольной осью машины и направлением потокосцепления или приближенно между поперечной осью и вектором напряжения на зажимах.

При синхронном самовозбуждении, когда имеется только один действительный положительный корень, угол  $\delta$  сохраняется постоянным до тех пор, пока не наступит насыщение.

При моделировании процессов самовозбуждения на АВМ, подав пропорциональные продольным и поперечным потокосцеплениям напряжения на вертикальные и горизонтальные пластины осциллоскопа соответственно, на экране осциллоскопа можно наблюдать годограф конца вектора потокосцеплений. При синхронном самовозбуждении конец вектора перемещается с разной скоростью по прямой, повернутой относительно оси  $d$  на угол  $\delta$ . При асинхронном самовозбуждении на экране описывается спираль (рис. 2).

Скорость нарастания потокосцеплений в зоне (I) синхронного самовозбуждения в случае разомкнутых контуров на явнополюсном роторе, вопреки широко распространенному мнению, достаточно высока и она тем значительней, чем больше отношение  $\frac{x_d - x_q}{x_d x_q}$ , и чем меньше  $x_c$ .

Замыкание контуров по продольной оси по сравнению с разомкнутыми контурами сильно замедляет процессы, особенно при значительных емкостных сопротивлениях, когда  $x_c$  близко к  $x_d$ . Это связано с тем, что при нарастании потока по продольной оси в контурах ротора появляются свободные токи, которые как бы уменьшают сопротивление по продольной оси и снижают эффект явнополюсности. Замыкание же контуров по поперечной оси увеличивает скорость развития про-

цесса как при разомкнутых, так и при замкнутых по продольной оси контурах. Здесь в переходном режиме сопротивление по поперечной оси из-за свободных токов уменьшается, и разность между сопротивлениями по обеим осям возрастает. Границы же зоны синхронного самовозбуждения не зависят от того, замкнуты или разомкнуты контуры, поскольку на границе скорость развития процесса равна нулю, и свободные токи не появляются. На рис. 3 приведены кривые изменения тока во времени в зависимости от величин  $x_c$  и от того, замкнуты или разомкнуты контуры для синхронного компенсатора КСВ-50. Здесь также энергетической основой процесса является момент явнополюсности, однако вместо  $x_d$  и  $x_q$  должны приниматься сопротивления  $x_d(\sigma)$  и  $x_q(\sigma)$ , зависящие от инкремента нарастания  $\sigma$ .

Сопротивления  $x_d(\sigma)$  и  $x_q(\sigma)$  могут быть получены из операторных сопротивлений  $x_d(p)$  и  $x_q(p)$  подстановкой  $p = \sigma$ . Как известно,

$$x_d(p) = x_d \frac{1 + \tau_{d0} \frac{x'_d}{x_d} p}{1 + p \tau_{d0}} \quad (4)$$

и, следовательно,

$$x_d(\sigma) = x_d \frac{1 + \tau_{d0} \frac{x'_d}{x_d} \sigma}{1 + \sigma \tau_{d0}}. \quad (5)$$

С увеличением  $\sigma$ , а следовательно, и скорости нарастания, значение  $x_d(\sigma)$  снижается. При  $\sigma$ , равном бесконечности,  $x_d(\sigma) = x'_d$ . Аналогично находится и  $x_q(\sigma)$ .

При переходе из зоны I в зону II при изменении величины  $x_c$  картина процесса принципиально не

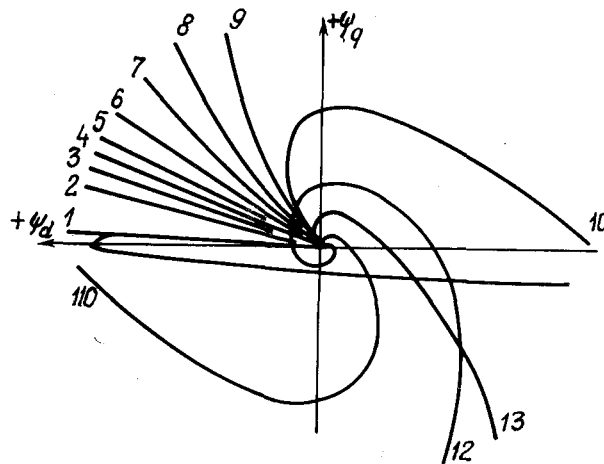


Рис. 2. Годографы векторов потокосцеплений, полученные на АВМ, для КСВ-50000 при разных значениях  $x_c$  при  $x_{вн} = 0,17$ : ( $x_d = 2,7$ ,  $x_q = 1,5$ ,  $x'_d = 0,47$ ,  $\tau_{d0} = 9,1$  с) продольные обмотки разомкнуты, замкнут поперечный контур на роторе; имеет место реактивно-синхронное и асинхронное самовозбуждение, репульсионно-синхронное самовозбуждение отсутствует. Синхронное самовозбуждение (квадрант II) переходит с уменьшением  $x_c$  в асинхронное; значения сопротивлений  $x_c$ : 1 — 2,8; 2 — 2,4; 3 — 2,0; 4 — 1,8; 5 — 1,6; 6 — 1,4; 7 — 1,2; 8 — 1,1; 9 — 1,06; 10 — 1,0; 11 — 0,8; 12 — 0,6; 13 — 0,9.

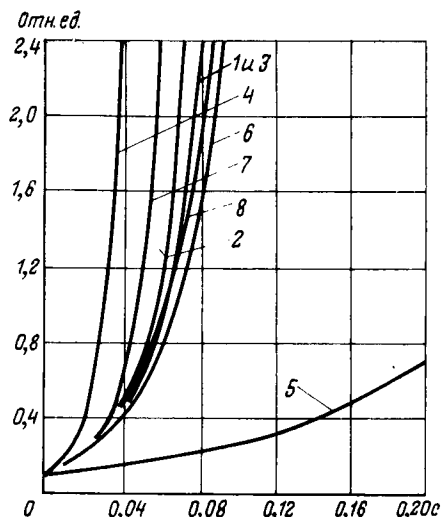


Рис. 3. Нарастание тока статора при самовозбуждении КСВ-50000.

1 —  $x_c = 1,8$ ; 2 —  $x_c = 2,2$ ; 3 —  $x_c = 2,6$  обмотки на роторе разомкнуты; 4 —  $x_c = 2,2$  замкнута поперечная обмотка  $\tau_{d0} = 0,03$  с; 5 —  $x_c = 2,2$ , замкнута продольная обмотка  $\tau_{d0} = 0,04$  с; 6 —  $x_c = 0,7$ ; 7 —  $x_c = 1,0$ ; 8 —  $x_c = 1,6$  замкнута продольная обмотка возбуждения  $\tau_{d0} = \tau_{f0} = 9,1$  с.

меняется: самовозбуждение также происходит с синхронной частотой (кроме пограничной зоны при значительных  $R_s$ ). Мощность потерь в активных сопротивлениях цепи статора и мощности, необходимая на изменение запаса энергии в реактивных элементах цепи (емкостях и индуктивностях), покрывается из-за динамического момента явнотолюсности. Однако, если в зоне I нарастание свободного потока происходило в направлении продольной оси при углах  $0-45^\circ$ , то в зоне II в направлении поперечной при углах  $90-135^\circ$  относительно продольной оси (рис. 2). Это объясняется тем, что здесь скорости велики и  $x_d > x_q(\sigma)$ . При этом числитель в выражении (3) становится отрицательным, и момент может быть положительным только при углах  $\delta > 90^\circ$ . При замкнутых контурах на роторе отличие репульсионного от реактивно-синхронного самовозбуждения заключается только в направлении развития потока по продольной или поперечной осям и соответственно скоростях процесса. Так, для неявнотолюсной синхронной машины при разомкнутых по продольной и замкнутой по поперечной осям обмотках на роторе, когда  $x_d \gg x_q(\sigma)$ , самовозбуждение развивается по продольной оси, что характерно для синхронного самовозбуждения, хотя и вызывается оно динамическим моментом явнотолюсности. В пограничных областях зоны II при больших активных сопротивлениях процессы идут как асинхронные, годографы векторов потокосцеплений представляют собой сильно вытянутые эллиптические спирали.

Зона III асинхронного самовозбуждения характерна тем, что здесь электромагнитный момент возникает за счет скольжения потока относительно ротора; скольжение должно быть отрицательным, чтобы асинхронный момент был бы положительным (генераторным). В этом случае приведенное к статору активное сопротивление роторных контуров

$\frac{r_{\text{рот}}}{s}$  будет отрицательным.

Оценивая возможности борьбы с самовозбуждением, следует учитывать то, что машина, как правило, работает в сети и связана с другими источниками энергии, и что условия для развития самовозбуждения обычно существуют длительно, а не появляются внезапно в результате какого-то проходящего нарушения режима. Поэтому, противодействуя развитию самовозбуждения, автоматическое регулирование возбуждения (АРВ) не должно нежелательно влиять на основной рабочий режим машины. Это вносит определенные ограничения при выборе законов регулирования, предназначенных для подавления, и должно всегда учитываться. По этой причине оказываются неприемлемыми многие предлагавшиеся ранее способы подавления самовозбуждения, практически возможные только при изолированной работе синхронной машины на емкость.

При поиске путей подавления самовозбуждения естественно исходить из условия, при которых ослабляется энергетическая основа самовозбуждения. Здесь возможны следующие пути: 1) изменить посредством регулирования параметры машины таким образом, чтобы момент явнотолюсности в одних случаях или асинхронный момент в других стал бы равным нулю; 2) создать посредством регулирования дополнительные моменты обратного знака появляющимся естественно и тем их скомпенсировать. Так, для устранения реактивного синхронного самовозбуждения следует либо как-то увеличить  $x_q$  до  $x_d$ , или уменьшить до  $x_q$  величину  $x_d$ , т. е. симметризовать машину. Регулированием возбуждения по продольной оси машины (АРВ- $d$ ) можно частично скомпенсировать  $x_d$  и сблизить его с  $x_q$ . При медленных процессах, характерных для синхронного самовозбуждения, достаточно ввести регулирование тока ротора по отклонению продольного тока, чтобы полностью устранить момент явнотолюсности. При такой коррекции сопротивление по продольной оси становится равным  $x_q$ .

Принципиально возможно устранить и зону репульсионно-синхронного самовозбуждения, подобрав так передаточную функцию регулятора возбуждения, чтобы при всех переходных режимах переходные сопротивления по продольной оси равнялись бы синхронному сопротивлению  $x_q$ , т. е. симметризовать машину в переходных режимах. Однако зона асинхронного самовозбуждения расширится (при  $R_s = 0$ ,  $0 < x_c < x_q$ ).

Возможен другой путь борьбы с самовозбуждением. При репульсионно-синхронном и асинхронном самовозбуждении в контурах ротора протекают свободные токи, и если бы удалось воспрепятствовать их появлению, то оба эти вида самовозбуждения были бы преодолены. При отсутствии короткозамкнутых демпферных контуров на роторе можно было бы возбудитель в продольной оси сделать по схеме «источник тока», который давал бы строго заданный ток и запирает свободные токи; т. е. нужен регулятор тока ротора с очень большим коэффициентом усиления. Это эквивалентно увеличению для свободных токов активного сопротивления до бесконечности. Но здесь возникают значительные трудности, поскольку возбудитель обла-

дает ограниченным, к тому же небольшим потолком возбуждения.

Кроме того, при относительно небольшом внешнем возмущении на кольцах ротора появляются повышенные напряжения, которые могут быть больше потолка возбуждения и способны вызвать действие защитных устройств от перенапряжений на кольцах ротора. При «источнике тока» ухудшаются и электромеханические характеристики машины, поскольку сопротивление  $x'_d$  становится равным  $x_d$ . Последний недостаток можно частично исправить, введя ограничения в регулятор, однако в целом такой путь подавления самовозбуждения даже для машин с единственной обмоткой на роторе оказывается трудным и далеко не всегда осуществимым.

Для подавления асинхронного самовозбуждения можно избрать и такой путь. Как известно, асинхронный момент у машины существует только при наличии активного сопротивления в цепи ротора. Если с помощью регулирования скомпенсировать до нуля активное сопротивление обмотки возбуждения, охватив возбудитель положительной обратной связью по току ротора, то асинхронный момент можно сделать равным нулю при любом скольжении, и асинхронное самовозбуждение станет невозможным. Однако это приведет к тому, что зона III сольется с зоной II и вместо асинхронного самовозбуждения будет репульсионно-синхронное. Отсюда следует, что регулированием возбуждения по продольной оси ротора можно влиять на характер самовозбуждения, но нельзя достаточно удовлетворительно его подавить в зонах II и III.

Обычно нет необходимости устранять самовозбуждение на всем возможном диапазоне изменений  $x_c$ . Как правило, всегда для конкретных случаев можно оценить реальные соотношения и выбирать регулирование применительно к требуемому диапазону изменений  $x_c$ .

Новые возможности в отношении предотвращения самовозбуждения появляются, если ротор синхронной машины оснастить дополнительной мало-мощной поперечной управляющей обмоткой [Л. 5 и 6], регулирование тока в которой позволяет управлять параметрами по поперечной оси машины. Для подавления самовозбуждения представляется более предпочтительным вести регулирование тока именно в этой обмотке, поскольку регулирование по поперечной оси очень мало влияет на рабочий режим машины и ее постоянная времени мала. Оно может дополняться регулированием по продольной оси для ведения нормального режима и, когда это требуется, для подавления синхронного самовозбуждения.

Поперечная обмотка практически не загружена рабочим током и может иметь малое сечение, при этом ее постоянная времени получается во много раз меньшей, чем по продольной оси. При необходимости поперечная обмотка может кратковременно перегружаться, что полезно при аварийных режимах. Поперечная обмотка выполняется с меньшим числом витков, чем продольная, и, следовательно, абсолютные значения наводимых в ней напряжений при внешних возмущениях будут мень-

шими. Отметим также, что учитывая относительно большое активное сопротивление поперечной обмотки и малые значения наводимых в ней напряжений, значительно легче, чем в продольной обмотке возбуждения, обеспечить в ней режим «источника тока». Это дает определенные преимущества, так как позволяет более строго компенсировать параметры машины. При «источнике тока» по поперечной оси можно не считаться со свободными токами в этой обмотке и, следовательно, при аналитических исследованиях не повышать порядок характеристического уравнения, которое собственно для машины остается таким же как и ранее.

Применение регулируемого «источника тока» близко по практическому осуществлению к «подчиненному регулированию», широко используемому в электроприводе. Однако введение «источника тока» в цепь возбуждения по поперечной оси, как показали исследования на АВМ, не является обязательным условием: достаточно удовлетворительные результаты получаются и при «источнике напряжения». Здесь можно получить тот же переходной процесс, однако для каждого отдельного режима требуется своя настройка. Причем, чем меньше постоянная времени поперечной обмотки, тем преимущества регулирования от «источника тока» становятся меньшими по сравнению с таковым от «источника напряжения».

При «источнике тока» особенно легко управлять параметрами по поперечной оси. Так, если в обмотку по поперечной оси ввести ток, пропорциональный отклонению поперечной слагающей тока статора<sup>1</sup>, то отклонение потокосцеплений

$$\Delta\psi_q = \Delta i_q x_q + K_{oq}^{\Delta i_q} x_{aq} \Delta i_q = \Delta i_q (x_q + K_{oq}^{\Delta i_q} x_{aq}) \quad (6)$$

и в зависимости от модуля и знака коэффициента  $K_{oq}^{\Delta i_q}$  величина выражения в скобках может изменяться, что воспринимается как изменение индуктивного сопротивления по поперечной оси машины. При этом деформируется область неустойчивости и меняется характер процессов самовозбуждения. Очевидно, если увеличить  $x_q$  до  $x_d$ , то синхронного самовозбуждения не будет, но зона репульсионно-синхронного расширится и охватит всю зону I. Для компенсации  $x_q$  до  $x'_d$  необходимо, чтобы  $\Delta\psi_q = \Delta i_q x'_d$  и, следовательно

$$K_{oq}^{\Delta i_q} = \frac{x'_d - x'_q}{x_{aq}}$$

Уменьшая значение  $x_q$  до  $x'_d$ , можно устранить репульсионно-синхронное самовозбуждение, но при этом зона I расширится до  $x'_d$  (при  $R_e = 0$   $x'_d < x_c < x_d$ ) (рис. 1,б). В последнем случае требуется уже устранять только синхронное самовозбуждение, что относительно осуществимо регулированием по продольной оси.

Кроме положительности коэффициентов характеристического уравнения для обеспечения условий

<sup>1</sup> Практическая реализация такого закона возможна, хотя и требует выделения поперечной слагающей тока статора, а следовательно, измерения внутреннего угла машины. Для синхронных компенсаторов можно вместо  $\Delta i_q$  использовать активную слагающую тока статора  $\Delta i_a$ .

устойчивости необходимо, чтобы и предпоследний определитель Гурвица был бы положительным:

$$\Delta_4 = (a_1 a_2 - a_0 a_3) (a_3 a_4 - a_2 a_5) - (a_1 a_4 - a_0 a_5)^2. \quad (7)$$

Если определитель отрицателен, то существует колебательная неустойчивость в виде асинхронного или репульсионного самовозбуждения.

Как известно, активные сопротивления в цепи статора ограничивают возможность самовозбуждения, поэтому в дальнейшем будем это сопротивление принимать равным нулю, что позволяет упростить уравнения, а решения получаются с запасом по устойчивости.

Подставляя значения коэффициентов  $a_{0-5}$  (см. приложение 1) при  $R_s = 0$  в выражение предпоследнего определителя, получаем выражение для отдельных элементов неравенств (7). Первый двучлен

$$(a_1 a_2 - a_0 a_3) = \tau_{d0} x_d x_q x_c (x_d - x'_d) \quad (8)$$

для нерегулируемой машины всегда положителен. Второй двучлен

$$(a_3 a_4 - a_2 a_5) = 3 \tau_{d0} x_q x_c (x_d - x'_d) (x_c - x_q) \quad (9)$$

при всех значениях  $x_c < x_q$  всегда отрицателен, отрицательно для нерегулируемой машины и их произведение. Последний двучлен

$$(a_1 a_4 - a_0 a_5) = \tau_{d0} x_q x_c (x_d - x'_d) (x_c - x_q) \quad (10)$$

при  $x_c < x_q$  отрицателен, но квадрат его положителен.

В целом весь определитель для нерегулируемой машины

$$\Delta_4 = 4 \tau_{d0}^2 x_q^2 x_c^2 (x_d - x'_d) (x_c - x_q) \quad (11)$$

и отрицателен при  $x_c < x_q$ . Если уменьшить  $x_q$  до  $x'_d$ , то область колебательной неустойчивости ограничится только прежней зоной III, а в зоне II будет отсутствовать как репульсионно-синхронное, так и асинхронное самовозбуждение. Однако вместо них появится реактивно-синхронное самовозбуждение.

Указанное регулирование не устраняет полностью электромагнитной неустойчивости, поскольку при  $x'_d < x_c < x_d$  существует реактивно-синхронное самовозбуждение, а при  $x_c < x'_d$  остается зона асинхронного самовозбуждения.

При такой компенсации в зоне II, т. е. при  $x_c = x'_d \div x_q$ , и регулировании в обмотке по поперечной оси по поперечному току (в синхронных компенсаторах возможно по активной слагающей тока), равно как и зоне I, будет существовать только синхронное самовозбуждение, отличающееся малыми скоростями нарастания токов и напряжения и устраняемое регулированием по продольной оси по  $\Delta i_d$  или  $\Delta u_q$ .

Асинхронное самовозбуждение в зоне III физически обусловлено тем, что машина в этом режиме обладает отрицательным активным сопротивлением, как это уже указывалось ранее. При самовозбуждении возникает момент, слагающие которого пропорциональны величинам  $\frac{r_{fd}}{s}$  и  $\frac{r_{fq}}{s}$ . Самовоз-

буждения не будет, если активное сопротивление в цепи статора окажется более приведенного отрицательного сопротивления машины. При равном

нулю внешнем активном сопротивлении и  $x_c < x'_d$  самовозбуждение можно предотвратить только регулированием возбуждения. Компенсация параметров здесь не эффективна и наиболее очевидный путь — это так регулировать ток возбуждения по поперечной оси, чтобы возникающий от взаимодействия с продольным током электромагнитный момент уравновесил бы момент, развиваемый продольной обмоткой ротора. Как известно:

$$m = i_{qfd} x_{ad} - i_{dfq} x_{aq}. \quad (12)$$

Если сделать  $i_{fq}$  линейно-зависимым от  $i_{fd}$  и сдвинутым относительно его на  $90^\circ$ , то при некотором коэффициенте пропорциональности момент может быть сведен к нулю, и самовозбуждение станет невозможным. Такой способ подобен регулированию с комплексными коэффициентами [Л. 8], однако он трудно реализуем. Поэтому рассмотрим другой возможный путь.

При возбуждении по поперечной оси «источником тока», управляемым током  $i_d$ , характеристическое уравнение остается таким же как и без поперечной обмотки (5), однако от регулирования появятся «добавки» к коэффициентам характеристического уравнения. Последнее можно представить в виде суммы двух определителей: одного — независимого от регулирования и второго — содержащего «добавки» от регулирования:

$$D(p) = D_1(p) + B(p). \quad (13)$$

При регулировании по продольному току, пренебрегая при этом активными сопротивлениями цепи статора, будем иметь (см. приложение 1)

$$B(p) = 2 x_{aq} x_c W(p) (1 + p \tau_{d0}) p. \quad (14)$$

Заметим, что при реально возможных частотах колебаний превалирует второй член. Поэтому, если  $W(p)$  — постоянный коэффициент, то регулирование будет в основном влиять на коэффициент при  $p^2$ , т. е. на  $a_3 + \Delta a_3$ .

Практически продольный ток использовать для регулирования технически трудно, так как при этом потребуется измерять внутренний угол; более удобно воспользоваться током в продольной обмотке возбуждения. Учитывая, что

$$\Delta i_d = - \Delta i_d \frac{x_{ad} p \tau_{d0}}{x_{fd} (1 + p \tau_{d0})}, \quad (15)$$

добавочный полином от регулирования по току  $\Delta i_d$

$$B(p) = - 2 x_{aq} x_c \tau_{d0} W(p) \frac{p^2 x_{ad}}{x_{fd}}. \quad (16)$$

При  $W(p) = - K_{0q}^{\Delta i_{fd}}$ , т. е. равном постоянному коэффициенту, будем иметь:

$$a_3 + \Delta a_3 = [x_c (x_d + x_q) + 2 x_d x_q] + 2 \frac{x_{aq} x_c x_{ad} \tau_{d0} K_{0q}^{\Delta i_{fd}}}{x_{fd}}. \quad (17)$$

При таком регулировании можно устранить асинхронное самовозбуждение увеличением коэффициента при  $p^2$ . С увеличением  $a_3$  сначала делается положительным второй двучлен выражения (7), а затем при дальнейшем его увеличении меняет знак первый двучлен. Однако имеется зона изменений  $a_3$ , т. е.  $K_{0q}^{\Delta i_{fd}}$ , в которой  $\Delta_4 > 0$ .

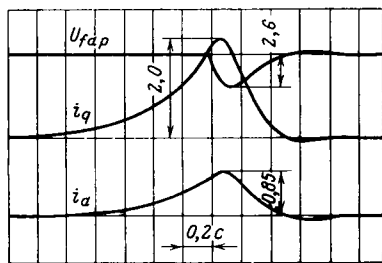


Рис. 4. Процесс нарастания и срыва самовозбуждения синхронного компенсатора КС-16000 при  $x_c=0,4 > x'_d$ ,  $R_\Sigma=0$  после включения АРВ- $d$ . В поперечной оси действует «источник тока» с регулированием, обеспечивающим компенсацию  $x_q$  до  $x'_d$ , здесь  $u_{fdp}$  — напряжение от АРВ- $d$ .

На границу зоны II такое регулирование не влияет, поскольку там, кроме положительности  $\Delta_4$ , требуется и положительность всех коэффициентов характеристического уравнения и в том числе  $a_4$ .

Обеспечить устойчивость как в зоне II, так и III без компенсации параметров можно, воздействуя на  $a_4$ . Вводя «добавок»  $\Delta a_4$ , не только делаем положительным коэффициент при  $p^1$ , но и сильно влияем на  $\Delta_4$ , как за счет увеличения второго двучлена, так и уменьшения третьего двучлена.

Теоретически, чтобы получить такой добавок к коэффициенту при  $p^1$ , следует принять  $W(p) = 1/pk$ , т. е. регулировать по интегралу тока, практически здесь возникает трудности, так как будет интегрироваться и рабочий ток возбуждения. Однако необходимый результат может быть получен, если ввести аperiодическое звено:

$$W(p) = \frac{1}{1 + p\tau}. \quad (18)$$

Следовательно, такое регулирование позволяет устранить самовозбуждение во всей области  $0 < x_c < x_q$ . Полезным, но не решающим до конца задачу, является и увеличение  $a_2$ , что можно сделать, взяв производную от тока  $\Delta i_{fd}$ . Интересно отметить, что, вводя регулирование одновременно по производной и интегралу от тока  $i_{fd}$  в достаточно широкой зоне изменения частоты можно иметь поворот фазы входного тока на  $90^\circ$ , т. е. реализовать упомянутый ранее закон регулирования.

Результаты аналитических расчетов подтверждены расчетами на АВМ. Моделирование проводилось по полным уравнениям синхронной машины с учетом внешней емкости по методике, приведенной в [Л. 6]. Параметры синхронной машины и емкости варьировались, однако основные расчеты выполнялись применительно к синхронному компенсатору типа КС-16000 ( $x_d=1,76$ ;  $x_q=0,95$ ;  $x'_d=0,3$ ;  $\tau_{d0}=1256$  рад). Вместо поперечной пусковой обмотки принималась поперечная управляющая обмотка с той же постоянной  $\tau_{q0}=8$  рад. Последнюю обмотку можно использовать и при пуске в случае СК или двигателя.

На АВМ исследовался случай работы СК на сосредоточенную емкость  $x_c=0,4$  при  $x'_d=0,3$  и  $R_\Sigma=0$ , т. е. в зоне II. Однако «источником тока» в поперечной оси осуществлялась компенсация  $x_q$  до  $x'_d$  и репульсионно-синхронное самовозбуждение было исключено. На рис. 4 приведены осцилло-

граммы срыва самовозбуждения, которое носит характер реактивно-синхронного, при включении регулятора продольной обмотки компенсатора по отклонению  $\Delta U$ . При этом в регуляторе по продольной оси учитывалась постоянная времени  $\tau=0,05$  с и такая же постоянная времени принималась в «источнике тока» по поперечной оси.

На рис. 5 показан срыв асинхронного самовозбуждения при  $x_c < x'_d$ , при «источнике тока» в поперечной оси с  $\tau=0,05$  с, регулируемым по отклонению продольной составляющей тока статора. При отключении канала регулирование по  $\Delta i_d$  развивается асинхронное самовозбуждение, которое срывается после включения регулятора.

Весь анализ проводился при отсутствии демпферных контуров и при безынерционном регулировании. Очевидно, что учет этих факторов повышает порядок характеристического уравнения и не позволяет в столь явном виде выбирать настройку регуляторов. Моделирование на АВМ дает возможность отчетливо выявить влияние указанных факторов и внести коррекцию в регулирование. Особо неблагоприятно влияют дополнительные контуры по поперечной оси с постоянными времени  $\tau_{hq} \geq 0,1$  с; дополнительные продольные контуры на роторе влияют относительно меньше и допустимо иметь  $\tau_{hd}=0,3$  с. Инерционность в системах возбуждения и регулирования по поперечной оси требует применения корректирующих звеньев в регуляторе АРВ- $q$  для компенсации постоянных времени. Допустимые значения постоянной времени при отсутствии коррекции составляют  $0,005—0,05$  с.

**Выводы.** 1. Реактивно-синхронное самовозбуждение при  $x_q < x_c < x_d$  предотвращается регулированием тока возбуждения в обмотке по продольной оси по отклонениям  $i_d$  или  $u_q$ . Однако такое регулирование при  $x_c < x_q$  неэффективно.

2. Дополнительная маломощная управляющая поперечная обмотка на роторе, питаемая от отдельного маломощного реверсивного возбудителя, значительно облегчает задачу устранения самовозбуждения при всех возможных величинах внешнего сопротивления  $x_c$ . Регулирование тока возбуждения в этой обмотке практически не влияет на рабочий режим машины.

3. Для устранения как репульсионно-синхронного самовозбуждения в зоне II, так и асинхронного в зоне III, особенно эффективно применение для обмотки по поперечной оси возбудителя по схеме «источника тока».

4. Для устранения репульсионно-синхронного самовозбуждения требуется регулирование в по-

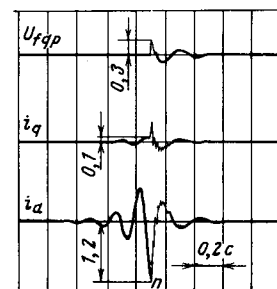


Рис. 5. Процесс нарастания и срыва асинхронного самовозбуждения синхронного компенсатора КС-16000 при  $x_c=0,28 < x'_d$ ,  $R_\Sigma=0$  после включения АРВ- $q$  по  $\Delta i_d$ , действующего через «источник тока» в поперечной оси.

перечной обмотке по току  $\Delta i_q$  для компенсации сопротивления  $x_q$  до  $x'_d$ . Одновременно необходимо регулирование и по продольной оси для предотвращения синхронного самовозбуждения.

5. Для устранения асинхронного самовозбуждения в зоне III наиболее эффективным является регулирование по поперечной оси либо по отклонению продольной составляющей тока статора, либо по отклонению тока ротора в продольной оси.

6. Инерционности в цепях возбудителя и регулятора затрудняют устранение самовозбуждения, однако при  $\tau_{q\text{рег}}$  не более 0,1 с при использовании в регуляторе корректирующих цепей не ограничивают область, в которой самовозбуждение устраняется.

7. Демпферные контуры как по продольной, так и поперечной осям расширяют зону асинхронного самовозбуждения и убыстряют процессы. Однако за счет увеличения коэффициентов регулирования, введения сигналов производных нежелательное их влияние можно преодолеть.

Приложение 1. Характеристическое уравнение нерегулируемой синхронной машины, включенной на сосредоточенную емкость. Для машины без демпферных контуров характеристическое уравнение 5-го порядка

$$a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5 = 0, \quad (\text{П-1.1})$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \tau_{d0} x'_d x_q; \\ a_1 &= \tau_{d0} R_\Sigma (x_q + x'_d) + x_d x_q; \\ a_2 &= \tau_{d0} [(x_q + x'_d) x_C + 2x_q x'_d + R_\Sigma^2] + R_\Sigma (x_d + x_q); \\ a_3 &= \tau_{d0} R_\Sigma [(x_q + x'_d) + 2x_C] + (x_d + x_q) x_C + \\ &\quad + 2x_d x_q + R_\Sigma^2; \\ a_4 &= \tau_{d0} (x'_d - x_C) (x_q - x_C) + \tau_{d0} R_\Sigma^2 + \\ &\quad + R_\Sigma [(x_d + x_q) + 2x_C]; \\ a_5 &= (x_d - x_q) (x_q - x_C) + R_\Sigma^2. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1.2})$$

Определитель Гурвица

$$\Delta_4 = (a_1 a_2 - a_0 a_3) (a_3 a_4 - a_2 a_5) - (a_1 a_4 - a_0 a_5)^2. \quad (\text{П-1.3})$$

Приложение 2. Характеристическое уравнение для синхронной машины, включенной на сосредоточенную емкость, при регулировании в поперечной оси по схеме «источник тока» по продольному току статора. Уравнения синхронной машины для отклонений при регулировании в поперечной оси по продольному току по схеме «источник тока».

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_d &= \Delta i_d [x_d(p) p + W(p) x_{aq} + R] - x_q \Delta i_q; \\ \Delta u_q &= \Delta i_d [x_d(p) - W(p) x_{aq} p] - (x_q p + R) \Delta i_q, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-2.1})$$

где  $W(p)$  — передаточная функция регулятора от продольного тока статора к току возбуждения в поперечной оси ротора, и

$$x_d(p) = \frac{x_d + \tau_{d0} x'_d}{1 + \tau_{d0} p}. \quad (\text{П-2.2})$$

Отклонения напряжения на емкости

$$\Delta u_{qC} = \Delta i_d \frac{x_C}{1 + p^2} + \Delta i_q \frac{px_C}{1 + p^2}; \quad \Delta u_{dC} = \Delta i_d \frac{px_C}{1 + p^2} - \Delta i_q \frac{x_C}{1 + p^2}. \quad (\text{П-2.3})$$

Учитывая, что  $\Delta u_{dC} = \Delta u_d$ ,  $\Delta u_{qC} = \Delta u_q$ , имеем:

$$\begin{aligned} - \left[ x'_d(p) p + W(p) x_{aq} + R + \frac{x_C p}{1 + p^2} \right] \Delta i_d - \\ - \left[ x_q - \frac{x_C}{1 + p^2} \right] \Delta i_q &= 0; \\ \left[ x_d(p) - W(p) x_{aq} p - \frac{x_C}{1 + p^2} \right] \Delta i_d - \\ - \left[ x_q p + R + \frac{px_C}{1 + p^2} \right] \Delta i_q &= 0. \end{aligned}$$

Раскрываем определитель, приводим к общему знаменателю и, учитывая (П-2.2), получаем характеристическое уравнение, которое представляем как сумму членов для нерегулируемой машины и «добавок» от регулирования

$$D(p) = D_1(p) + B(p) = a_0 p^5 + a_1 p^4 + \dots + a_5 p^0 + \Delta a_0 p^5 + \Delta a_1 p^4 + \dots + \Delta a_5 p^0. \quad (\text{П-2.4})$$

Добавки от регулирования

$$(1 + \tau_{d0}) \left\{ W(p) x_{aq} \left[ x_q p + \frac{px_C}{1 + p^2} + R \right] - W(p) x_{aq} p \left[ x_q - \frac{x_C}{1 + p^2} \right] \right\} = (1 + \tau_{d0}) W(p) x_{aq} \left( R + \frac{2x_C p}{1 + p^2} \right).$$

Отбрасывая знаменатель  $(1 + p^2)$ , как и для основной части характеристического уравнения, будем иметь:

$$B(p) = W(p) (1 + \tau_{d0}) x_{aq} [2px_C + R(1 + p^2)]. \quad (\text{П-2.5})$$

Если пренебречь активным сопротивлением цепи статора, то

$$B(p) = 2W(p) (1 + \tau_{d0}) x_{aq} x_C p; \quad (\text{П-2.6})$$

при этом

$$\Delta a_0 = \Delta a_1 = \Delta a_2 = 0.$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Самовозбуждение и самораскачивание в электрических системах. М., «Высшая школа», 1964. 127 с. Авт.: В. А. Веников, Н. Д. Анисимова, А. И. Долгинов, Д. А. Федоров.
2. Лукашов Э. С. Уравнения малых колебаний дальних электропередач и исследование их на устойчивость. Новосибирск, «Наука», 1966. 216 с.
3. Веников В. А., Федоров Д. А. Применение компенсированных синхронных компенсаторов в электрических системах. — «Труды МЭИ», 1957, вып. 26. с. 59—74.
4. Бурцев Ю. Ф. Подавление самовозбуждения синхронных генераторов посредством регулирования возбуждения. — В кн.: Материалы к научно-техническому совещанию по вопросам совместной работы дальних электропередач и промежуточных систем. Новосибирск, 1963, с. 33—38.
5. Каспаров Э. А., Соколов Н. И., Фокин В. К. Способ подавления самовозбуждения синхронных машин. Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 28. 138 с.
6. Соколов Н. И., Каспаров Э. А., Фокин В. К. Устранение самовозбуждения синхронных машин посредством регулирования возбуждения по поперечной оси. — «Труды ВНИИЭ», 1974, вып. 46. с. 29—60.
7. Щедрин Н. Н. К вопросу о самовозбуждении синхронных и асинхронных машин. — «Труды Узбекского института энергетики», 1958, вып. 11, с. 5—45.
8. Кантор Р. М. Влияние регулирования возбуждения на самовозбуждение синхронных машин, работающих на емкостную нагрузку. — «Электричество», 1962, № 9, с. 14—20.

{4.9.1973}



# Особенности выбора и проектирования генераторов, предназначенных для работы на статические преобразователи частоты

Кандидаты техн. наук РАДИН В. И., ЗАГОРСКИЙ А. Е., САФАРОВ Ю. Е.

Москва

Генераторы переменного тока малой и средней мощности широко используются в качестве источников энергии в системах электропитания и электроприводов. При этом их нагрузка, напряжение  $U$  и частота вращения  $n$  меняются по самым различным законам [Л. 1].

Во многих системах генераторы работают на статические преобразователи частоты — СПЧ (к числу СПЧ относятся и выпрямители, которые целесообразно рассматривать как частный случай СПЧ с нулевой частотой на выходе), причем в большинстве случаев целесообразно проектирование специального машинно-вентильного комплекса — вентильного генератора (ВГ).

Как известно, первоочередной задачей, стоящей при выборе либо при проектировании машины, является определение ее номинальных данных, которое для ВГ производится в два этапа.

На первом этапе, как и для обычных генераторов, работающих с переменной частотой вращения и изменяющимся по заданному закону напряжением, определяется наиболее тяжелый по длительному току режим, который является и наихудшим с точки зрения коммутации; затем производится корректировка с учетом кратности частот входа и выхода СПЧ. Результатом этого этапа является выбор номинального режима нагрузки ВГ (номинальные данные на выходе СПЧ).

На втором этапе определяются по показателям нагрузки номинальные данные и параметры машины. Соотношение мощности, напряжения и тока генератора и нагрузки зависит не только от схемы СПЧ, но и от параметров машины, характера нагрузки, свойств вентиля, т. е. от факторов, влияющих на коммутационный процесс. Рассмотрим это влияние для случаев работы трехфазного генератора на СПЧ — циклоконвертор, собранный по следующим схемам: нулевой с однофазным выходом, нулевой с трехфазным выходом и нулевым проводом и мостовыми с однофазным и трехфазными выходами.

При анализе приняты следующие допущения: активные сопротивления обмоток якоря генератора и вентиля в прямом направлении равны нулю; обратное сопротивление вентиля равно бесконечности; коэффициенты взаимной индукции фаз равны нулю; машина ненасыщена; управляющее напряжение и напряжение на выходе СПЧ имеют прямоугольную форму.

Последовательность определения коэффициентов преобразования по току, напряжению и мощности покажем на примере анализа работы генератора на СПЧ, собранный по нулевой схеме с трехфазным выходом. С этой целью в таблице представлены эквивалентные схемы для всех возможных вариантов одновременной проводимости вентиля от одной фазы генератора в межкоммутационных и коммутационных интервалах: по одному вентилю в межкоммутационном и коммутационном интервалах; по два вентиля в каждом интервале; по одному вентилю в межкоммутационном и по два вентиля в комму-

тационном интервалах. Для каждого интервала (каждого варианта сочетаний проводящих вентиля) дифференциальные уравнения токов и э. д. с. генератора и результаты их решения приведены в таблице. Выражения для токов и напряжений одной из фаз генератора используются в дальнейшем для расчета токов и напряжений остальных фаз.

В таблице обозначено:

$$\varphi = \arctg \frac{x_k + x_n}{R_n}; \quad \varphi_1 = \arctg \frac{x_k + 2x_n}{2R_n};$$

$$x_k = \frac{x''_d + x_2}{2},$$

где  $x_k$  — коммутационная реактивность генератора;  $x''_d$  — сверхпереходное индуктивное сопротивление по продольной оси;  $x_2$  — индуктивное сопротивление обратной последовательности;  $R_n$ ,  $x_n$  — активное и индуктивное сопротивления нагрузки;  $i_{aI}$ ,  $i_{aII}$  — токи вентиля в межкоммутационном режиме;  $i_{ak}$ ,  $i_{bk}$ ,  $i_{ck}$  — токи вентиля в коммутационном режиме;  $i_n$  — ток нагрузки;  $e_A$ ,  $e_B$ ,  $e_C$  — э. д. с. фаз;  $E_m$  — амплитуда э. д. с. фазы;  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$ ,  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$  — постоянные интегрирования, определяемые из условия равенства нулю токов включаемого вентиля при  $\omega t = \frac{5}{6}\pi + \alpha$  и выключаемого вентиля при  $\omega t = \frac{5}{6}\pi + \alpha + \gamma$  ( $\gamma$  — угол коммутации,  $\alpha$  — угол регулирования), а также равенства токов выключаемого вентиля при  $\omega t = \frac{5}{6}\pi + \alpha$  и в межкоммутационном интервале [Л. 2].

Указанные выражения могут быть использованы для определения действующих значений токов и напряжений генератора. Затруднения, возникающие при этом, обусловлены, во-первых, тем, что неизвестен угол коммутации  $\gamma$ , вследствие чего необходимо использовать метод последовательных приближений, во-вторых, сам расчет достаточно трудоемок. Например, для СПЧ с прямоугольной формой выходного напряжения он ведется в следующем порядке.

Строится зависимость выходного тока СПЧ в функции времени при заданном напряжении, которая имеет вид [Л. 3]:

$$i_2 = \frac{U_n}{z_n \cos \varphi_n} \left( 1 - e^{-\frac{\omega_2 t - \varphi_n}{\operatorname{tg} \varphi_n}} \right),$$

где  $z_n$ ,  $\cos \varphi_n$  — сопротивление и коэффициент мощности нагрузки.

Задав угол  $\gamma$ , определяют действующее значение тока фазы генератора в каждом из интервалов:

$$I_{\Phi t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_{\Phi, \text{вкл}}^2 d\omega t + \int_{\alpha+\gamma}^{\beta} i_{\Phi}^2 d\omega t + \int_{\beta}^{\beta+\gamma} i_{\Phi, \text{выкл}}^2 d\omega t \right] \left( 1 - e^{-\frac{\omega_2 t - \varphi_n}{\operatorname{tg} \varphi_n}} \right)},$$

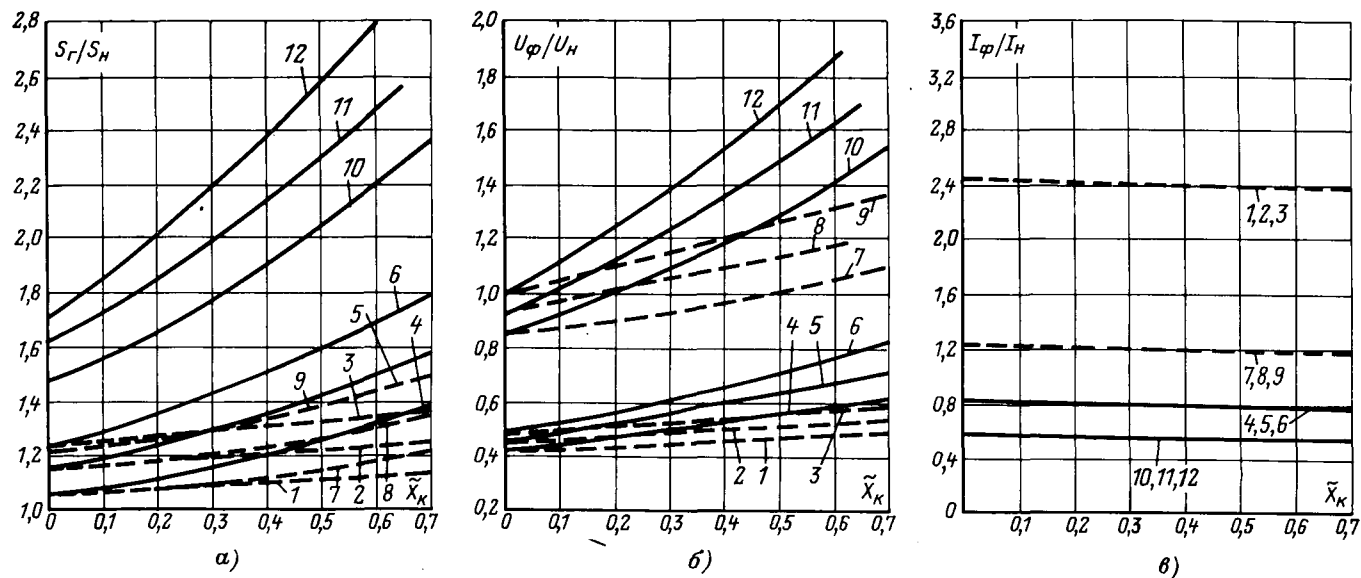


Рис. 1. Зависимости отношений мощностей (а), напряжений (б) и токов (в) входа и выхода СПЧ от  $x_k$  генератора и  $\cos \varphi$  нагрузки.

1—6 — мостовая схема; 7—12 — нулевая (с нулевым проводом) схема. 1, 4, 7, 10 —  $\cos \varphi_n = 1$ ; 2, 5, 8, 11 —  $\cos \varphi_n = 0,8$ ; 3, 6, 9, 12 —  $\cos \varphi_n = 0,6$ .  
— — — — — СПЧ с однофазным выходом; - - - - - СПЧ с трехфазным выходом.

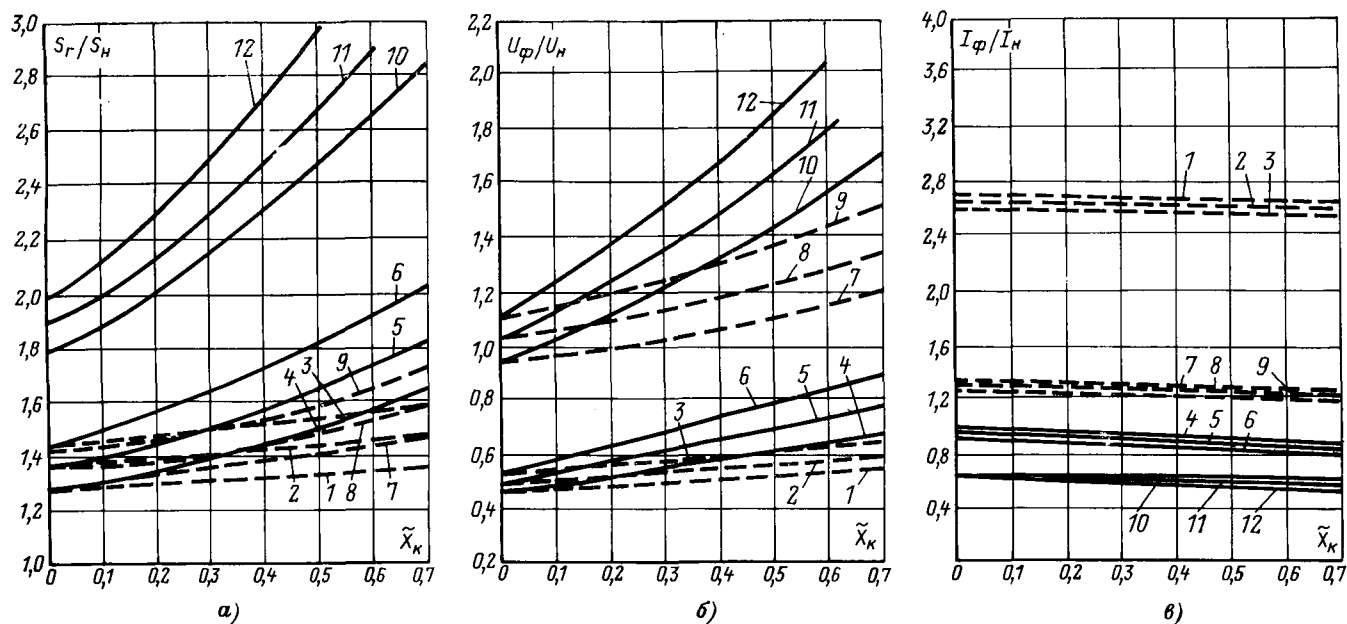


Рис. 2. Зависимости отношений суммарных мощностей (а), напряжений (б) и токов (в) генератора к соответствующим величинам первой гармоники на выходе СПЧ от  $x_k$  генератора и  $\cos \varphi$  нагрузки.

1—6 — мостовая схема; 7—12 — нулевая (с нулевым проводом) схема. 1, 4, 7, 10 —  $\cos \varphi_n = 1$ ; 2, 5, 8, 11 —  $\cos \varphi_n = 0,8$ ; 3, 6, 9, 12 —  $\cos \varphi_n = 0,6$ .  
— — — — — СПЧ с однофазным выходом; - - - - - СПЧ с трехфазным выходом.

где  $i_{ф.вкл.}$ ,  $i_{ф.вык.}$ ,  $i_{ф.}$  — токи фазы в коммутационном (включение и выключение) и межкоммутационном интервалах.

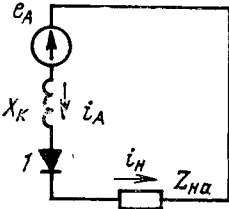
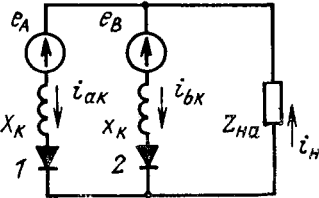
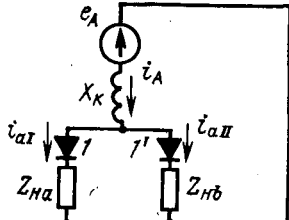
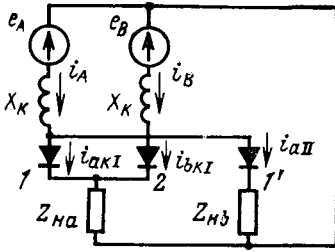
Для соответствующего интервала выражения токов берутся из таблицы. Напряжение  $U_{\phi}$  определяется аналогично. Сходимость  $U_{\phi t}$  со значением  $I_{\phi t} z_n$  для каждого интервала свидетельствует о правильном выборе угла  $\gamma$ . При  $U_{\phi t} - I_{\phi t} z_n > \Delta U$ , где  $\Delta U$  — допустимая ошибка, расчет повторяется при новых значениях  $\gamma$ .

После определения тока и напряжения для каждого интервала находят действующие значения модулированного тока (например, по методу прямо-

угольников) и напряжения фазы генератора за период  $2\pi$  выходной частоты, ток и напряжение на выходе СПЧ полные мощности генератора  $S_r$  и нагрузки  $S_n$ .

Подобные расчеты следует проводить на ЦВМ. Алгоритм расчета основан на приведенной выше последовательности, при этом поиск угла  $\gamma$  ведется с использованием одного из известных методов оптимизации программ.

Аналогично были рассчитаны коэффициенты преобразования для случаев работы генератора на СПЧ, собранном по нулевой схеме с однофазным выходом и мостовым схемам с одно- и трехфазным

Номер варианта	Интервал	Количество одновременно работающих вентилей фазы А	Эквивалентная схема	Дифференциальные уравнения
1	Межкоммутационный	1		$e_A - x_K \frac{di_a}{d\omega t} - i_H R_H - x_H \frac{di_H}{d\omega t} = 0;$ $i_a = i_H = i_A.$
	Коммутационный	1		$e_A - x_K \frac{di_{aK}}{d\omega t} - R_H (i_{aK} + i_{bK}) - \frac{d(i_{aK} + i_{bK}) x_H}{d\omega t} = 0;$ $e_B - x_K \frac{di_{bK}}{d\omega t} - R_H (i_{aK} + i_{bK}) - \frac{d(i_{aK} + i_{bK}) x_H}{d\omega t} = 0;$ $i_A = i_{aK}.$
2	Межкоммутационный	2		$e_A - \frac{x_K d(i_{aI} + i_{aII})}{d\omega t} - i_{aI} R_H - x_H \frac{di_{aI}}{d\omega t} = 0;$ $e_A - \frac{x_K d(i_{aI} + i_{aII})}{d\omega t} - i_{aII} R_H - x_H \frac{di_{aII}}{d\omega t} = 0;$ $i_A = i_{aI} + i_{aII}.$
	Коммутационный	2		$e_A - \frac{x_K d(i_{aKI} + i_{aII})}{d\omega t} - R_H (i_{aKI} + i_{bKI}) - x_H \frac{d(i_{aKI} + i_{bKI})}{d\omega t} = 0;$ $e_A - \frac{x_K d(i_{aKI} + i_{aII})}{d\omega t} - R_H i_{aII} - \frac{x_H di_{aII}}{d\omega t} = 0;$ $e_B - \frac{x_K di_{bKI}}{d\omega t} - R_H (i_{aKI} + i_{bKI}) - x_H \frac{d(i_{aKI} + i_{bKI})}{d\omega t} = 0;$ $i_A = i_{aII} + i_{aKI}; i_B = i_{bKI}.$

Решения уравнений

$$i_A = i_a = \frac{E_m \sin(\omega t - \varphi)}{\sqrt{R_H^2 + (x_H + x_K)^2}} + A e^{-\frac{R_H}{x_H + x_K} \omega t};$$

$$\varphi = \arctg \frac{x_H + x_K}{R_H}.$$

$$i_{aK} = \frac{E_m \sin(\omega t - \varphi_1 - \pi/3)}{2 \sqrt{4R_H^2 + (x_K + 2x_H)^2}} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \times$$

$$\times \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{B}{2} e^{-\frac{2R_H}{x_K + 2x_H} \omega t} + \frac{C}{2};$$

$$i_{bK} = \frac{E_m \sin(\omega t - \varphi_1 - \pi/3)}{2 \sqrt{4R_H^2 + (x_K + 2x_H)^2}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \times$$

$$\times \sin(\omega t - \pi/3) + \frac{B}{2} e^{-\frac{2R_H}{x_K + 2x_H} \omega t} - \frac{C}{2};$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{x_K + 2x_H}{R_H}.$$

$$i_{aI} = i_{aII} = \frac{i_A}{2} = \frac{E_m \sin(\omega t - \varphi_1)}{\sqrt{R_H^2 + (x_H + 2x_K)^2}} +$$

$$+ A_1 e^{-\frac{R_H}{x_H + 2x_K} \omega t}.$$

$$i_{aII} = \frac{E_m \sin(\omega t - \varphi - \pi/3)}{2 \sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} + C_1 e^{-\frac{R_H}{x_K + x_H} \omega t};$$

$$i_{aKI} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \sin(\omega t - \pi/3) + B_1;$$

$$i_{bKI} = \frac{E_m}{2} \frac{\sin(\omega t - \pi/3 - \varphi)}{\sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} + C_1 e^{-\frac{R_H}{x_K + x_H} \omega t} -$$

$$- \frac{\sqrt{3} E_m \sin(\omega t - \pi/3)}{2 x_K} - B_1.$$

Постоянные интегрирования

$$A = \left\{ \frac{E_m \cos(\alpha - \varphi_1)}{\sqrt{4R_H^2 + (x_K + 2x_H)^2}} - \frac{E_m \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right)}{\sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} + \right.$$

$$+ \frac{2}{1 + e^{-\frac{2R_H}{x_K + 2x_H}}} \left[ \frac{E_m \cos\left(\alpha - \varphi_1 + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \gamma/2}{\sqrt{4R_H^2 + (x_K + 2x_H)^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \sin \gamma/2 \right] \left. \right\} e^{\frac{R_H}{x_H + x_K} \left(\alpha + \frac{5}{6} \pi\right)};$$

$$B = \frac{2e^{\frac{2R_H}{x_K + x_H} (\alpha + 5/6 \pi)}}{1 + e^{-\frac{2R_H}{x_K + x_H}}} \left[ - \frac{E_m \cos\left(\alpha - \varphi_1 + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \gamma/2}{\sqrt{4R_H^2 + (x_K + 2x_H)^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \sin\left(\frac{\gamma}{2} + \alpha\right) \sin \gamma/2 \right];$$

$$C = \frac{E_m \cos(\alpha - \varphi_1)}{\sqrt{4R_H^2 + (x_K + 2x_H)^2}} - \frac{\sqrt{3} E_m}{x_K} \cos \alpha +$$

$$+ \frac{2}{1 + e^{-\frac{2R_H}{x_K + x_H}}} \left[ \frac{E_m \cos(\alpha - \varphi_1 + \gamma/2) \cos \gamma/2}{\sqrt{4R_H^2 + (x_K + 2x_H)^2}} - \right.$$

$$\left. - \frac{\sqrt{3} E_m}{x_K} \sin(\alpha + \gamma/2) \sin \gamma/2 \right].$$

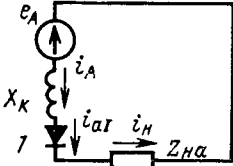
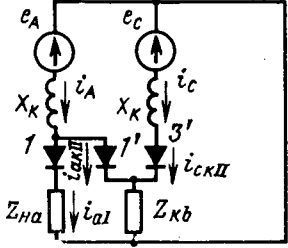
$$A_1 = e^{\frac{R_H}{x_H + 2x_K} (5/6 \pi + \alpha)} \left[ \frac{\sqrt{3} E_m}{x_K} \sin(\alpha + \gamma/2) \sin \gamma/2 - \right.$$

$$\left. - \frac{E_m \cos(\alpha - \varphi_1)}{\sqrt{R_H^2 + (x_H + 2x_K)^2}} \right];$$

$$B_1 = - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \cos(\alpha + \gamma);$$

$$C_1 = e^{\frac{R_H}{x_K + x_H} (5/6 \pi + \alpha)} \left[ \frac{\sqrt{3} E_m}{x_K} \sin(\alpha + \gamma/2) \sin \gamma/2 - \right.$$

$$\left. - \frac{E_m \cos(\alpha - \varphi)}{2 \sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} \right];$$

Номер варианта	Интервал	Количество одновременно работающих ветвей фазы А	Эквивалентная схема	Дифференциальные уравнения
3	Межкоммутационный	1		$e_A - x_K \frac{di_{aI}}{d\omega t} - i_{aI} R_H - x_H \frac{di_H}{d\omega t} = 0;$ $i_{aI} = i_H = i_A.$
	Коммутационный	2		$e_A - \frac{x_{Kd}(i_{aI} + i_{aKII})}{d\omega t} - R_H(i_{aKII} + i_{aI}) - \frac{x_{Hd}(i_{aKII} + i_{cKII})}{d\omega t} = 0;$ $e_A - \frac{x_{Kd}(i_{aI} + i_{aKII})}{d\omega t} - R_H i_{aI} - \frac{x_{Hd} i_{aI}}{d\omega t} = 0;$ $e_C - \frac{x_{Kd} i_{cKII}}{d\omega t} - R_H(i_{aKII} + i_{cKII}) - \frac{x_{Hd}(i_{aKII} + i_{cKII})}{d\omega t} = 0;$ $i_A = i_{aI} + i_{aKII}; i_c = i_{cKII}.$

выходами (рис. 1), при этом угол инвертирования был принят равным  $120^\circ$ . Подобные кривые можно получить для любых схем СПЧ и любого числа фаз генератора и нагрузки.

При работе генератора на СПЧ с промежуточным звеном постоянного тока его ток, напряжение и мощность определяют по кривым 1 (рис. 1), так как они полностью соответствуют работе генератора на выпрямитель (в этом случае используются заданные значения напряжения и мощности на выходе выпрямителя). Аналогичные зависимости легко получить для соотношения первых гармоник соответствующих величин путем разложения кривых, получаемых при решении вышеприведенных уравнений, в ряд Фурье. Эти соотношения для рассматриваемых СПЧ достаточно близки к показанным на рис. 1.

Зависимости отношений суммарных мощностей, напряжений и токов генератора и соответствующих значений первых гармоник этих величин на выходе СПЧ приведены на рис. 2.

Следует отметить, что при достаточно высоких частотах генератора (600 Гц и выше) и достаточно больших мощностях при расчете углов коммутации необходимо учитывать время восстановления запирающих свойств тиристоров СПЧ, так как оно приводит к затяжке коммутации. Практически этот учет равносильен эквивалентному увеличению  $x_K$ , которое легко подсчитать по известному выражению для  $\gamma$  [Л. 3].

Таким образом, при заданной нагрузке в случае работы генератора на СПЧ необходимо выбирать либо проектировать машину повышенной мощности (следовательно, и массы) по сравнению с генератором, работающим без СПЧ на аналогичную нагрузку. Увеличение мощности машины вызывается появлением в ней дополнительных потерь от высших гармоник и несинусоидальностью напряжения на выходе СПЧ, приводящей к необходимости повышения этого напряжения для получения заданного значения его первой гармоники.

Если форма кривой выходного напряжения СПЧ определяется в основном его типом и схемой, то значение дополнительных потерь генератора в большей степени зависит от его индуктивных сопротивлений: чем больше эти сопротивления, тем меньше дополнительные потери, так как  $x_K$  ограничивает амплитуды высших гармоник тока. Как показали исследования [Л. 1 и 4], можно учитывать потери от высших гармоник только в обмотках генератора. С этой целью необходимо определить эквивалентный ток  $I_{\text{ЭКВ}}$  в обмотках, и выбор линейных нагрузок и плотности тока вести по значению  $I_{\text{ЭКВ}}$ .

Увеличение  $x_K$ , с одной стороны, способствует упрощению системы защиты СПЧ (ограничению токов короткого замыкания), с другой стороны, приводит к увеличению мощности генератора (рис. 1 и 2), крутизны внешних характеристик и всплесков напряжений в переходных режимах. Кроме того, что особенно важно, нормальная работа СПЧ воз-

Решения уравнений	Постоянные интегрирования
$i_A = i_{aI} = \frac{E_m \sin(\omega t - \varphi)}{\sqrt{R_H^2 + (x_H + x_K)^2}} + A_2 e^{-\frac{R_H}{x_H + x_K} \omega t}$	$A_2 = e^{\frac{R_H}{x_H + x_K} (\alpha - 2\pi/3)} \left\{ -\frac{E_m \sin(\alpha - \varphi + \pi/6)}{2 \sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} - \frac{\sqrt{3} E_m \sin(\alpha + \pi/6)}{2 x_K} + \frac{E_m \cos(\alpha - \varphi)}{\sqrt{R_H^2 + (x_H + x_K)^2}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \sin(\alpha + \pi/6) + e^{\frac{R_H \gamma}{x_K + x_H}} \times \right.$
$i_{aI} = \frac{E_m \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3)}{2 \sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} + C_2 e^{-\frac{R_H}{x_K + x_H} \omega t};$ $i_{aKII} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \sin(\omega t - 2\pi/3) + B_2;$ $i_{cKII} = -\frac{E_m \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3)}{2 \sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} - \frac{\sqrt{3} E_m \sin(\omega t - 2\pi/3)}{2 x_K} + C_2 e^{-\frac{R_H}{x_K + x_H} \omega t} - B_2.$	$\times \left[ \frac{E_m \sin(\alpha - \varphi + \gamma + \frac{\pi}{6})}{2 \sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} + \frac{\sqrt{3} E_m \sin(\alpha + \gamma + 5/6)}{2 x_K} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \sin(\alpha + \pi/6) \right];$ $B_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \sin(\alpha + \pi/6);$ $C_2 = e^{\frac{R_H}{x_K + x_H} (5\pi/6 + \alpha + \gamma)} \left[ \frac{E_m \sin(\alpha - \varphi - \gamma + 5/6)}{2 \sqrt{R_H^2 + (x_K + x_H)^2}} + \frac{\sqrt{3} E_m \sin(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6})}{2 x_K} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_m}{x_K} \sin(\alpha + \pi/6) \right].$

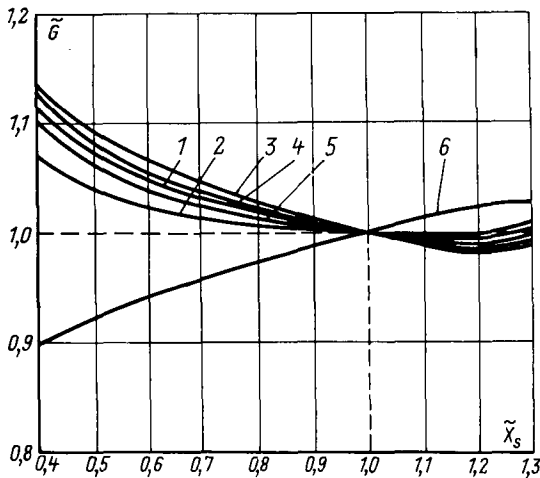
можно только в тех случаях, когда  $x_K$  не превосходит определенного (критического) значения, зависящего от схемы, системы управления, частоты питания, типа тиристоров и отношения  $E/U$  (в рассматриваемых системах определяемое по максимальному току  $x_K \approx 0,5-0,6$ ).

Если в системе возможны кратковременные перегрузки по току, то предельное значение  $x_K$  должно быть снижено пропорционально отношению  $I_{\max}/I_H$ . Это приводит к необходимости в большинстве случаев выбирать либо проектировать генератор с пониженным значением  $x_K$ , даже если при этом его масса растет.

Зависимости массы и габаритов генератора от его параметров весьма сложны. С одной стороны, увеличение в пределах до критического значения индуктивных сопротивлений может привести к уменьшению относительной массы генератора (масса на единицу установленной мощности) как из-за снижения основного потока машины, так и потерь от высших временных гармоник, с другой стороны, при этом возрастает установленная мощность генератора, что ухудшает использование машины. Поэтому при разработке электросистем с СПЧ и специальных генераторов для получения оптимальной по массе и габаритам системы при заданных технико-экономических показателях и допустимых перегрузках необходимо проводить комплексную оценку влияния параметров машины на ее показатели.

Определим зависимость массы, геометрических размеров и потерь генератора от его индуктивных сопротивлений при заданных мощности и напряжении на выходе машины, частоте тока и числе полюсов. Рассматриваемые показатели генератора в основном зависят от индуктивного сопротивления реакции якоря по продольной оси  $x_{ad}$  и от индуктивного сопротивления рассеяния статора  $x_s$ , так как эти параметры определяют внешние характеристики машины и в значительной степени значение коммутационной индуктивности, кроме того, они жестко связаны с номинальными данными генератора и с основными геометрическими размерами и электромагнитными нагрузками.

Влиянием активных сопротивлений всех обмоток генератора на его массу можно пренебречь; с точки зрения потерь при проектировании машины необходимо стремиться к получению минимальных значений этих сопротивлений. Влияние индуктивных сопротивлений обмоток возбуждения и демпферной  $x_d$  менее существенно, чем влияние  $x_s$  и  $x_{ad}$ , кроме того, при проектировании имеются широкие возможности изменения  $x_d$  без сколько-нибудь значительного изменения массы, габаритов и потерь машины. Поэтому, в первую очередь, необходимо рассмотреть зависимости показателей генератора от  $x_s$  и  $x_{ad}$ . При определении этих зависимостей примем, что числа зон и слоев, коэффициенты укорочения обмотки и формы поля, магнитная проницаемость

Рис. 3. Зависимость массы генератора от  $\tilde{x}_s$ .

1 —  $\tilde{G}_{\text{акт}}$  при  $\tilde{l}_\delta = 1$ ; 2 —  $\tilde{G}_{\text{ст}}$  при  $\tilde{l}_\delta = 1$ ; 3 —  $G_{\text{щ}}$  при  $\tilde{l}_\delta = 1$ ; 4 —  $G_{\text{акт}}$  при  $\tilde{D} = 1$ ; 5 —  $G_{\text{ст}}$  при  $\tilde{D} = 1$ ; 6 —  $G_{\text{щ}}$  при  $\tilde{D} = 1$ .

стали и значения индукций в ней остаются неизменными.

Используя основные соотношения из теории проектирования электрических машин при заданном напряжении машины, получаем в относительных единицах (за базовые приняты соответствующие величины генератора с заданными значениями  $x_s$  и  $x_{ad}$ ):

$$\tilde{B}_\delta = \sqrt{\frac{\tilde{\omega}_1^2 \tilde{D}^2 \tilde{l}_\delta^2 k_1^2 + 2\tilde{\omega}_1 \tilde{D} \tilde{l}_\delta k_1 \sin \varphi + 1}{\tilde{\omega}_1^2 \tilde{D}^2 \tilde{l}_\delta^2 k_2}}, \quad (1)$$

где  $B_\delta$  — индукция в воздушном зазоре;  $D$  — диаметр расточки статора;  $l_\delta$  — длина активной части статора;  $\omega_1$  — число витков обмотки статора;

$$k_1 = \frac{E_{a6}}{U_6}; \quad k_2 = \frac{E_{o6}}{U_6},$$

где  $E_{a6}$ ,  $E_{o6}$ ,  $U_6$  — соответствующие величины э. д. с. и напряжения базового генератора.

Из условия неизменности превышения температуры обмоток статора и ротора по аналогии с [Л. 4] получим:

$$a_1 + (b_1 \tilde{B}_\delta - 1) \tilde{D} + c_1 \left[ -\frac{a_2 + b_2 \tilde{B}_\delta \tilde{D}}{2c_2} + \sqrt{\left( \frac{a_2 + b_2 \tilde{B}_\delta \tilde{D}}{2c_2} \right)^2 + \frac{\tilde{B}_\delta^2 (\tilde{l}_\delta + \beta_1 \tilde{D}) (1 + \beta_2)}{\tilde{D} c_2 (\tilde{l}_\delta + \beta_2 \tilde{D}) (1 + \beta_1)}} \right] = 0, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{d_{n.6}}{D_6}; \quad b_1 = \frac{2h_{a26}}{D_6}; \\ c_1 &= \frac{2h_{z26}}{D_6}; \quad a_2 = \frac{d_{n.6}}{(D_6 - h_{z26})}; \\ b_2 &= \frac{2h_{a26}}{(D_6 - h_{z26})}; \quad c_2 = \frac{h_{z26}}{(D_6 - h_{z26})}; \\ \beta_1 &= \frac{l_{s26}}{l_{\delta 6}}; \quad \beta_2 = \frac{l_{B26}}{l_{\delta 6}}; \end{aligned}$$

$d_n$  — диаметр вала;  $h_{z2}$ ,  $h_{a2}$  — высоты спинки и зубца (полюса) ротора;  $l_{s2}$ ,  $l_{B2}$  — длины лобовой части и вылета лобовой части обмотки ротора;

$$h_{z1} = \frac{\tilde{\omega}_1^2 (1 - d_1) (\tilde{l}_\delta + \beta_3 \tilde{D}) (1 + \beta_4)}{\tilde{D}^2 (1 - d_1 \tilde{B}_\delta) (\tilde{l}_\delta + \beta_4 \tilde{D}) (1 + \beta_3)}, \quad (3)$$

где  $d_1 = \frac{b_{z16}}{l_{16}}$ ;  $b_{z16}$ ,  $l_{16}$  — ширина паза статора и шаг по пазам статора базового генератора;

$$\beta_3 = l_{s16}/l_{\delta 6}; \quad \beta_4 = l_{B16}/l_{\delta 6}.$$

Точно также можно получить выражения для индуктивных сопротивлений машины:

$$x_{s1} = \frac{\tilde{\omega}_1^2 \tilde{l}_\delta \tilde{D}}{\tilde{z}_1} \left( \xi_1 + \xi_2 \tilde{D} + \xi_3 \frac{\tilde{D}}{z_1} \right); \quad (4)$$

$$\tilde{x}_{ad} = \tilde{\omega}_1^2 \tilde{D} \tilde{l}_\delta; \quad (5)$$

$$\xi_1 = \frac{\lambda_{\pi 16} + \lambda_{\kappa 16}}{\Sigma \lambda_{16}}, \quad \xi_2 = \frac{\lambda_{\lambda 16}}{\Sigma \lambda_{16}};$$

$$\xi_3 = \frac{\lambda_{\partial 16}}{\Sigma \lambda_{16}},$$

где  $\lambda_{\pi 16}$ ,  $\lambda_{\lambda 16}$ ,  $\lambda_{\kappa 16}$ ,  $\lambda_{\partial 16}$ ,  $\Sigma \lambda_{16}$  — соответственно проводимости пазового, лобового, между коронками зубцов и дифференциального рассеяния и суммарная проводимость рассеяния статора базового генератора.

Массу машины получаем на основании выражений, приведенных в [Л. 4]. Масса активной части

$$\begin{aligned} \tilde{G}_{\text{акт}} &= \left[ a_3 \tilde{D} + b_3 \tilde{B}_\delta \tilde{D} + \right. \\ &\quad \left. + c_3 \frac{\tilde{\omega}_1^2 (1 - d_1) (\tilde{l}_\delta + \beta_3 \tilde{D}) (1 + \beta_4)}{\tilde{D}^2 (1 - d_1 \tilde{B}_\delta) (\tilde{l}_\delta + \beta_4 \tilde{D}) (1 + \beta_3)} \right] \tilde{l}_\delta, \quad (6) \end{aligned}$$

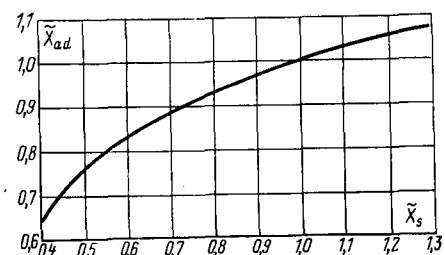
где

$$a_3 = \frac{D_6}{D_{a6}}; \quad b_3 = \frac{2h_{a16}}{D_{a6}}; \quad c_3 = \frac{2h_{z16}}{D_{a6}};$$

$D_{a6}$  — наружный диаметр статора.

Масса станины

$$\tilde{G}_{\text{ст}} = \left( \frac{\tilde{G}_{\text{акт}}}{\tilde{l}_\delta} \right)^{3/4} \frac{\tilde{l}_\delta + \beta_4 \tilde{D} + \beta_5}{1 + \beta_4 + \beta_5}, \quad (7)$$

Рис. 4. Зависимость  $\tilde{x}_{ad}$  от  $\tilde{x}_s$ .

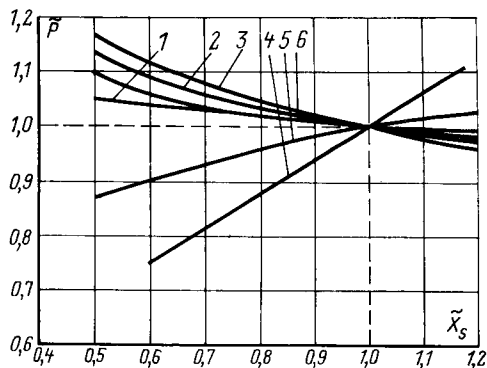


Рис. 5. Зависимость потерь в генераторе от  $\tilde{x}_s$ .

1 —  $\tilde{P}_{м1} \approx \tilde{P}_{м2}$ ; 2 —  $\tilde{P}_{ст}$ ; 3 —  $\tilde{P}_{мех}$ ; 4 —  $P_{м.доб}$ ; 5 —  $P_{ст.доб}$ ; 6 —  $\Sigma P$ .

где  $\beta_5 = \frac{2l_k}{l_{\delta 6}}$ ;  $l_k$  — расстояние между концом лобовой части обмотки статора и внутренней поверхностью бокового щита.

Масса боковых щитов

$$\tilde{G}_{щ} = \left( \frac{\tilde{G}_{акт}}{\tilde{l}_{\delta}} \right)^{1,25}. \quad (8)$$

Совместное решение (4) — (8) дает возможность установить зависимость между массой генератора и его параметрами.

Результат решения — функции вида  $\tilde{G} = \varphi(\tilde{x}_s, \tilde{x}_{ad}, \tilde{D}, \tilde{l}_{\delta})$ . Поскольку параметры машины изменяются вследствие варьирования числа витков обмотки статора и соответствующего изменения геометрических размеров генератора, расчет производится на ЦВМ. Цикл — определение для заданных конструктивных коэффициентов указанных зависимостей. Подобным образом для любого варианта сочетаний этих коэффициентов получают зависимости масс от  $\tilde{x}_s$  и  $\tilde{x}_{ad}$ , используя которые, легко определить изменение коммутационной индуктивности и провести комплексное сравнение влияния параметров машины на показатели системы с целью выбора оптимального варианта генератора.

В качестве примера на рис. 3 приведены кривые, характеризующие изменение массы генератора ГОМ-16-Т/230 от  $\tilde{x}_s$ , а на рис. 4 — зависимость  $\tilde{x}_{ad}$  от  $\tilde{x}_s$  для того же случая (16 кВт, 230 В, 50 Гц, 3000 об/мин). Как видно из кривых с уменьшением  $\tilde{x}_s$ , например, до 0,7 ( $\tilde{x}_{ad} = 0,88$ ), масса генератора при  $\tilde{l}_{\delta} = \text{const}$  возрастает примерно на 5%. С другой стороны, уменьшение коммутационной индуктивности позволяет снизить установленную мощность генератора, работающего на однофазный СПЧ на 3%, что приводит к уменьшению массы машины примерно на 2%. В результате масса генератора увеличивается, дополнительные потери от высших гармоник также несколько возрастают. Поэтому с точки зрения получения оптимальной массы генератора уменьшение  $\tilde{x}_s$  и  $\tilde{x}_{ad}$  в данном случае нецелесообразно. Однако, если учесть, что в системе электропитания, для которой предназначен указанный генератор, возможны кратковременные перегрузки по току при пуске асинхронного двигателя, то максимальное значение  $x_k$  при номинальном токе приблизительно равно 0,14—0,17.

Исходя из соображений обеспечения работы СПЧ при перегрузках значение  $x_k$  генератора ГОМ-16-Т/230 должно быть уменьшено на 15—20%, что приведет к увеличению его массы всего на 3%.

Анализ зависимости мощности и относительной массы генератора от  $x_k$  показал, что с точки зрения минимума массы машины значение  $x_k$  должно находиться в пределах: для синхронных явнополюсных генераторов — 0,1 ÷ 0,2, для синхронных неявнополюсных генераторов — 0,1 ÷ 0,15, для индукторных генераторов — 0,2 ÷ 0,4. В случае необходимости снизить  $x_k$  масса генератора в большинстве случаев увеличивается несмотря на снижение его установленной мощности. Однако это увеличение при ограниченном изменении  $x_k$  относительно невелико; масса генератора ГОМ-16-Т/230, например, при уменьшении  $x_k$  в 1,5 раза возрастает на 10—12% (работа на циклоконвертор по мостовой схеме с однофазным выходом), генератора ГПЧ-75/400 — на 15%. Применение демпферной обмотки при этом дает возможность снизить  $x_k$  при еще меньшем увеличении массы машины.

Как уже указывалось, дополнительные потери от высших временных гармоник при уменьшении  $x_k$  увеличиваются. Зависимости основных и добавочных потерь от  $x_k$  при изменении геометрии и электромагнитных нагрузок машины достаточно сложны; расчет их целесообразно проводить на ЦВМ с использованием полученных выше зависимостей геометрических размеров и параметров генератора. Результаты такого расчета для генератора ГОМ-16-Т/230 приведены на рис. 5. Как видно, суммарные потери увеличиваются с уменьшением  $x_s(x_k)$ . Аналогичные зависимости имеют место и для других машин, т. е. потери в специально проектируемом для работы на СПЧ генераторе повышены.

На основании вышеизложенного можно указать порядок расчета ВГ:

1. Определяется номинальный режим работы ВГ.
2. По заданному значению токовых перегрузок определяется предельная коммутационная реактивность при номинальном токе.
3. По кривым рис. 1 и 2 (или аналогичным для других схем СПЧ) определяются номинальные значения мощности машины, напряжения, тока и эквивалентного тока.
4. Проводится предварительный расчет генератора.
5. Уточняются значения высших гармоник тока, напряжения и потерь.
6. По выражениям (4) — (8) рассматривается целесообразность уменьшения  $x_k$ .
7. Проводится окончательный расчет генератора.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радин В. И., Загорский А. Е. Особенности разработки электрических машин переменного тока для автономных систем электропитания и приводов. — «Электричество», 1973, № 8.
2. Андреев Е. А., Ровинский П. А. Особенности работы СГ на вентильный преобразователь частоты соизмеримой мощности. — В сб.: Электромагнитные процессы в приводах с частотным управлением. М.—Л., «Наука», 1972.
3. Бернштейн И. Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. М., «Энергия», 1968.
4. Загорский А. Е., Золотов М. Б., Автономный электропривод повышенной частоты. М., «Энергия», 1973.

[10.2.1975]

# Расчет трехмерного электромагнитного поля в мощных турбогенераторах

Доктор техн. наук ВАЖНОВ А. И., кандидаты техн. наук ГОРДОН И. А., ГОФМАН Г. Б.

Ленинград

Развитие турбогенераторостроения во многом определяется возможностями снижения уровня вибрации лобовых частей обмоток и уменьшения местных нагревов деталей, расположенных вблизи лобовых частей. Для выбора оптимальной конструкции этого узла необходимо знать распределение магнитного поля в зоне лобовых частей, действующие на обмотки электромагнитные силы, величину добавочных потерь, выделяющихся в токопроводящих элементах. Практически единственный достаточно точный способ описания данной задачи — ее полевая постановка.

Аналитическое решение уравнений поля в такой сложной области, какой является зона лобовых частей, требует существенных допущений, что обычно исключает получение надежных результатов. Численные методы позволяют точнее подойти к решению этой задачи и поэтому являются более перспективными.

Одно из направлений численных методов, получивших широкое распространение в последнее время, основано на замене неоднородной среды однородной с введением специальных источников поля на границах [Л. 1]. Существуют и другие попытки решения задачи в неоднородной среде с помощью различных предварительных преобразований уравнений поля и применением вариационных методов, например [Л. 2]. Однако к настоящему времени не опубликованы результаты решения уравнений поля подобными методами применительно к области лобовых частей турбогенератора с учетом вихревых токов.

Необходимость учета вихревых токов в проводящих средах затрудняет применение и такого эффективного для решения многих задач способа, как метод конечных элементов [Л. 3].

Наибольшие успехи в решении объемных задач достигнуты с помощью конечно-разностных методов. Правда, использование непосредственно трехмерной аппроксимирующей сетки не дает возможности достаточно точно рассчитать поле в исследуемой области, так как требуется слишком большая оперативная память ЦВМ [Л. 4].

Между тем трехмерное электромагнитное поле в электрической машине с технической точностью можно рассматривать как поле, периодическое вдоль окружности статора. Такой характер поля позволяет для его расчета использовать метод сведения трехмерного поля к ряду двумерных полей [Л. 5].

**Исходные уравнения.** Допустим, что поле в некоторой области можно исследовать в прямоугольной системе координат  $x, y, z$  и что вдоль координаты  $y$  поле имеет периодический характер. Примем следующие допущения: поле является периодической функцией времени заданной частоты  $\omega$  и квазистационарно; токи смещения отсутствуют и область поля включает разнородные среды, но все они со-

храняют неизменную конфигурацию вдоль координаты  $y$ . Поскольку в общем случае рассматриваемый метод расчета поля основан на принципе наложения, будем считать проницаемость ферромагнитной среды  $\mu$  и электрическую проводимость массивных конструктивных частей машины  $\gamma$  постоянными.

Введением векторного потенциала  $\vec{A}$ , подчиненного соотношению  $\text{rot } \vec{A} = \vec{B}$ , уравнение

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j} \quad (1)$$

для однородной среды преобразуется к виду

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_i}{\partial z^2} - k^2 \dot{A}_i - \frac{\partial \varphi}{\partial i} = -\mu \dot{j}_i, \quad (2)$$

$$(i = x, y, z),$$

где  $\dot{A}_i, \dot{j}_i$  — пространственные составляющие  $n$ -х гармоник векторного потенциала и сторонней плотности тока. Комплексное их представление учитывает временной фазовый сдвиг

$$\varphi = \text{div } \vec{A} = \frac{\partial \dot{A}_x}{\partial x} + \frac{\partial \dot{A}_y}{\partial y} + \frac{\partial \dot{A}_z}{\partial z};$$

$$k^2 = \left( \frac{\gamma \pi}{\tau_1} \right)^2 + j\omega\gamma\mu;$$

где  $\tau_1$  — полюсное деление основной гармоники.

Каждое из уравнений (2) будет содержать только одну переменную  $\dot{A}_i$ , если  $\frac{\partial \varphi}{\partial i} = 0$ , или практически

$$\varphi = \text{div } \vec{A} = 0. \quad (3)$$

В этом случае решение системы (2) сводится к решению трех однотипных уравнений

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_i}{\partial z^2} - k^2 \dot{A}_i = -\mu \dot{j}_i, \quad (4)$$

связанных между собой в общем случае только на границах области поля.

**Граничные условия.** Можно формально показать, что если на всей границе области выполняется условие (3), то оно выполняется и во всей области поля. Поэтому при определении электромагнитного поля в многосвязанной области кроме обычных граничных условий — равенства касательных составляющих векторов напряженности магнитного ( $\vec{H}$ ) и электрического ( $\vec{E}$ ) полей — следует задать на границе для каждой из сред еще условие (3).

Строго говоря, при наличии проводящей среды (или сред) на ее границе  $\text{div } \vec{A} \neq 0$  вследствие зарядов, распределяющихся около границы в момент возникновения электрического поля. Однако они занимают около границ некоторый «микрообъем». Оценка этого явления показывает, что для широкого класса практических задач на границах за этим «микрообъемом», где уже  $\text{div } \vec{A} = 0$ , по-прежнему можно считать непрерывными касательные состав-

ляющие векторов  $\vec{H}$  и  $\vec{E}$ . Иными словами при определении «макрополя» условие  $\operatorname{div} \vec{A} = 0$  можно практически распространить до границы области, на которой будет возникать скачок нормальной составляющей векторного потенциала.

В ряде случаев при определении поля в много-связанной области рассматривается наиболее важная однородная среда, а соседние с ней среды идеализируются по своим свойствам, т. е. учитываются приближенно. Например, при расчете электромагнитных сил, действующих на лобовые части обмотки статора турбогенератора, поле в лобовом пространстве (рис. 1) можно определять, полагая, что щиты машины являются сверхпроводящими ( $\gamma = \infty$ ), а ферромагнитные сердечники статора и ротора имеют  $\mu = \infty$ .

В связи с этим отметим, что идеализация свойств среды не всегда позволяет задать векторный потенциал на ее границе. Вполне определенными оказываются граничные условия для векторного потенциала на границе со сверхпроводящей средой. Для такого случая на границе равны нулю тангенциальные составляющие вектора  $\vec{E}$  и следовательно

$$\dot{A}_\tau = 0, \quad (5)$$

где  $\tau$  — координатная ось, расположенная параллельно границе.

Условие (3) с учетом (5) приводит к равенству:

$$\frac{\partial \dot{A}_n}{\partial n} = 0, \quad (6)$$

где  $n$  — координатная ось, расположенная нормально границе.

Для трехмерного поля на рассматриваемой границе в соответствии с (5) и (6) оказываются известными две касательные составляющие вектора  $\vec{A}$  и нормальная производная от нормальной составляющей  $\vec{A}$ .

На границе с ферромагнитной средой, имеющей  $\mu = \infty$ , условия непрерывности составляющих  $\dot{H}_\tau$  и условие (3) не определяют составляющих вектора  $\vec{A}$ . Для такой границы граничные условия оказываются уравнениями, связывающими составляющие  $\vec{A}$ :

$$\frac{\partial \dot{A}_{\tau 1}}{\partial n} - \frac{\partial \dot{A}_n}{\partial \tau_1} = 0; \quad (7)$$

$$\frac{\partial \dot{A}_n}{\partial \tau_2} - \frac{\partial \dot{A}_{\tau 2}}{\partial n} = 0; \quad (8)$$

$$\frac{\partial \dot{A}_{\tau 1}}{\partial \tau_1} + \frac{\partial \dot{A}_{\tau 2}}{\partial \tau_2} + \frac{\partial \dot{A}_n}{\partial n} = 0. \quad (9)$$

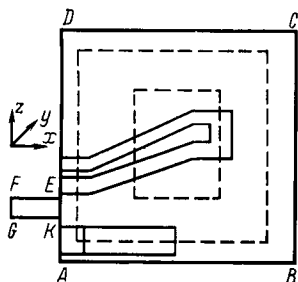


Рис. 1. Конфигурация расчетной области.  
----- контуры интегрирования.

В упомянутой задаче определения магнитного поля в лобовом пространстве турбогенератора для границы с ферромагнитной средой, имеющей  $\mu = \infty$ , обычно рассматривают составляющие сторонней плотности тока отдельно и тогда с помощью теории отображений устанавливают на основе двух соотношений для магнитного поля ( $\dot{H}_{\tau 1} = 0$ ;  $\dot{H}_{\tau 2} = 0$ ) значения составляющих векторного потенциала:

$$\dot{A}_n = 0; \quad \frac{\partial \dot{A}_{\tau 1}}{\partial n} = 0; \quad \frac{\partial \dot{A}_{\tau 2}}{\partial n} = 0. \quad (10)$$

Эти условия удовлетворяют лишь двум граничным условиям (7) и (8), но не удовлетворяют (9). Система уравнений поля в обычной форме (4) с учетом (10) распадается на три самостоятельных уравнения, но, как показывает их решение, приводит к неправильным результатам, так как при этом получается  $\varphi \neq 0$ . Учет условия (3) вызывает дополнительные, но неизбежные трудности, связанные с тем, что заранее невозможно задать векторный потенциал или его нормальные производные на границе с ферромагнитной средой, у которой  $\mu = \infty$ , и необходимо совместно решать систему (4). Это результат трехмерности магнитного поля, когда каждая его составляющая обусловлена двумя составляющими вектора сторонней плотности тока.

При идеализации сред, окружающих исследуемую область поля, необходима корректная постановка задачи в отношении границы, через которую сторонний ток попадает в рассматриваемую область. Например, для области лобового пространства машины (рис. 1) это граница вдоль зубцовой зоны сердечника, через которую проходят токи обмотки статора и ротора. Ферромагнитный сердечник в зубцовой зоне не удовлетворяет третьему исходному допущению — вдоль координаты  $y$  здесь чередуются пазы и зубцы. На этой границе невозможна идеализация  $\mu = \infty$ , пригодная для остальной части сердечника. Причем обусловлено это не только чередованием зубцов и пазов вдоль координаты  $y$ , но и сильным насыщением магнитной цепи турбогенератора.

Действительно, если пренебречь насыщением магнитной цепи, то для соблюдения закона полного тока для контура, расположенного на торцевой поверхности сердечников и охватывающего на полюсном делении обмотки статора и ротора, необходимо было бы примерно в 2 раза завязать индукцию в воздушном зазоре, что несомненно привело бы к значительным ошибкам. Кроме того, подробный учет действительного значения  $\dot{H}_\tau$  на торцевых поверхностях статора и ротора представляет весьма сложную задачу и поэтому для рассматриваемого случая, когда основной интерес представляет поле в зоне лобовых частей обмотки статора, был использован приближенный способ задания граничных условий.

На границе  $AB$  (рис. 1) несомненно можно использовать допущение  $\mu = \infty$ . Такое же допущение сделано и для торцевых поверхностей статора и ротора, лежащих вне зубцовых зон. Тем самым предполагается насыщение только зубцов ротора и

статора, что не является грубым отступлением от действительности.

Предполагается также, что падение н. с. в зубцах является гармонической функцией координаты  $y$  и совпадает по фазе с результирующей н. с. обмоток ротора и статора.

Из расчета основной магнитной цепи машины (по [Л. 6] или иным способом) для каждого конкретного режима можно получить величину падения н. с. в стали. Полагая ее согласно принятым допущениям, сосредоточенной в зубцах ротора и статора несложно найти в силу непрерывности  $\dot{H}_\tau$  на границе сред величину  $\dot{H}_{\tau 1}$  (вдоль зубцов) на рассматриваемых границах. Закон изменения  $\dot{H}_{\tau 1}$  вдоль зубцов с точки зрения реализации на ЦВМ может быть произвольным. Для рассматриваемой задачи определения поля вблизи лобовых частей оказывается допустимым  $\dot{H}_{\tau 1} = \text{const}$ .

Поскольку составляющая  $\dot{H}_{\tau 1}$  вдоль одной из координат выбрана, составляющая  $\dot{H}_{\tau 2}$  вдоль второй координаты в плоскости торца определяется однозначно по уравнению (1) при известных значениях  $\dot{H}_\tau = 0$  у основания зубцов и  $\delta_i = \delta_n$  вблизи границы по очевидному выражению

$$\dot{H}_{\tau 2} = \int_0^z (jk\dot{H}_{\tau 1} - \mu_0 \delta_n) dz,$$

где  $z$  — высота зубца.

Таким образом, граничные условия на торцевых поверхностях зубцов ротора и статора формулируются аналогично условиям на границе с  $\mu = \infty$ , но с заданными и неравными нулю правыми частями в уравнениях (7) и (8), которые теперь имеют вид:

$$\frac{\partial \dot{A}_{\tau 1}}{\partial n} - \frac{\partial \dot{A}_{\tau 1}}{\partial \tau_1} = \dot{H}_{\tau 2}, \quad (11)$$

$$\frac{\partial \dot{A}_n}{\partial \tau_2} - \frac{\partial \dot{A}_{\tau 2}}{\partial n} = \dot{H}_{\tau 1}. \quad (12)$$

Следует отметить, что такой способ задания касательных составляющих вектора  $\vec{H}$  на границе сталь — воздух соответствует анизотропному представлению магнитных свойств зубцовой зоны.

Аналогичным способом можно задать граничные условия на участке, соответствующем воздушному зазору. Однако без существенного усложнения эти условия могут быть заданы более корректно, если воспользоваться известным приемом и частично рассмотреть область самого зазора. Уже на небольшом расстоянии от торца (2—3 высоты зазора) поле в нем может считаться плоскопараллельным и нетрудно показать, что тогда граничные условия на границе  $FG$  (рис. 1) могут быть заданы в виде (5) и (6).

На границах зазора с поверхностями статора и ротора ( $EF$  и  $GK$ ), естественно, положить осевую составляющую напряженности магнитного поля

$\dot{H}_{\tau 1} = 0$ , а тангенциальные — постоянными и соответственно равными  $\dot{H}_{\tau 2}$ , полученными для угловых точек  $E$  и  $K$  на торцевой поверхности зубцов ротора и статора.

Допущение  $\dot{H}_{\tau 2} = \text{const}$  не является обязательным, так как на ЦВМ можно реализовать любой заранее заданный закон изменения  $\dot{H}$ . Однако характер поля в воздушном зазоре не имеет для поставленной задачи самостоятельного интереса, а поэтому принятое упрощение представляется вполне допустимым.

Таким образом, на границах исследуемой области со сталью граничные условия не могут быть заданы заранее, так как составляющие вектора  $\vec{A}$ , равно как и их нормальные производные, выражаются через касательные производные других его составляющих. Вместе с условиями на сверхпроводящих границах ( $BC$  и  $CD$ ) они образуют единую систему, непротиворечивую и в «особых» точках (углах области). Решение этой системы, включая основную (4), может быть выполнено итерационным путем.

**Реализация метода.** Решение приведенных уравнений поля осуществляется релаксационным способом, в основном развитым в [Л. 7]. Ниже излагаются только те вопросы его реализации, которые обусловлены особенностями задачи.

Даже принятая в работе идеализация лобового пространства турбогенератора требует нанесения довольно густой аппроксимирующей сетки (около тысячи узлов). В памяти машины требуется хранить не только по шести составляющих вектора  $\vec{A}$  в каждом узле сетки (учитывая его комплексность), но и такое же число составляющих вектора плотности сторонних токов (хотя и в меньшем числе узлов). При этом необходимость задавать граничные условия итерационным путем ограничивает возможность использования внешней памяти машины, так как нельзя решать систему (4) последовательно для каждой составляющей  $\vec{A}$  даже в однородной среде.

Исходя из условия минимизации машинного времени был принят следующий алгоритм счета. При заданных нулевых граничных условиях производится некоторое число итераций  $m$  для одной из составляющих вектора  $\vec{A}$ . По ее касательным производным на границах уточняются граничные условия для следующей составляющей  $\vec{A}$  и производятся уже для нее очередные  $m$  итераций. Анализ окончания решения осуществляется после выполнения подобных циклов для всех компонент вектора  $\vec{A}$ .

Для рассматриваемой области лобового пространства оптимальная величина коэффициента релаксации составила 1,3. Другим ускоряющим фактором является введение в решение поправок, обеспечивающих выполнение закона полного тока [Л. 7]. Наиболее удобным оказалось выбирать контуры интегрирования концентрическими (рис. 1). При этом, если коэффициент релаксации используется на каждой итерации, то поправку по закону полного тока оптимально вводить после  $m$

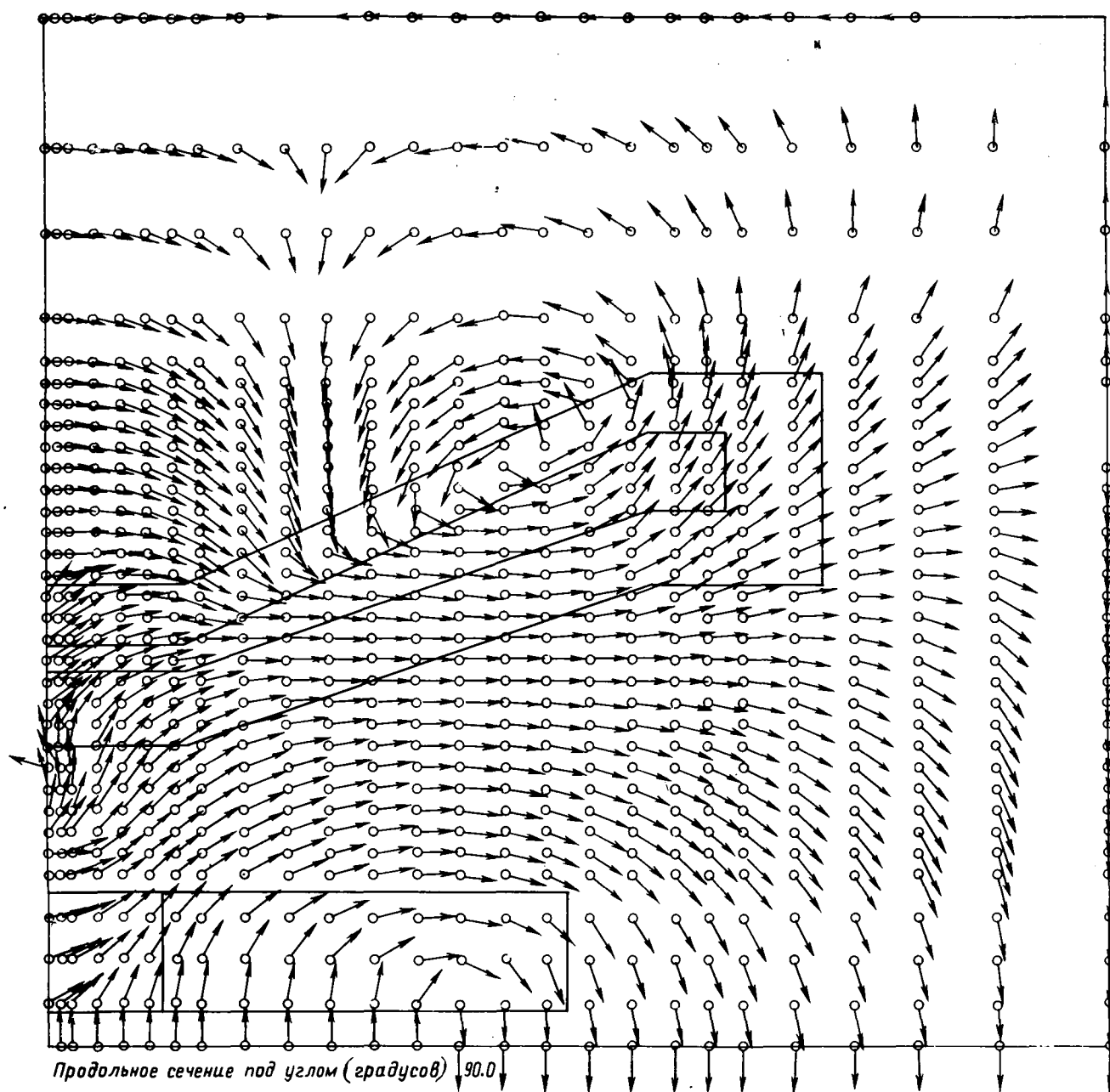


Рис. 2. Поле направлений проекций векторов индукций на плоскость рисунка.

итераций, так как расчет ее требует сравнительно большого машинного времени.

Трехмерность электромагнитного поля, когда  $\oint \vec{H} d\vec{l}$  определяется всеми составляющими вектора  $\vec{A}$ , затрудняет определение величин требуемых поправок для каждой из компонент  $\vec{A}$ . Кроме того, неясен алгоритм учета влияния отдельных составляющих вектора  $\vec{A}$  на величину невязки, определяемой при проверке выполнения закона полного тока. Поэтому был использован следующий искусственный прием. Перепишем исходное уравнение Гельмгольца (4) в виде:

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_i}{\partial z^2} = -\mu \dot{\delta}_i + k^2 \dot{A}_i. \quad (13)$$

Рассматривая формально (на данной итерации) правую часть (13) как заданную функцию, имеем уравнение Пуассона, для которого справедливо

$$\oint_L \frac{\partial \dot{A}_i}{\partial n} dl = \int_S (k^2 \dot{A}_i - \mu \dot{\delta}_i) ds. \quad (14)$$

Уравнение (14) дает возможность вводить ускоряющую поправку уже для каждой составляющей  $\dot{A}_i$ , как это описано для плоскопараллельного поля [Л. 7].

Как показывает практика, решение очень медленно сходится в узкой щели воздушного зазора. Дело в том, что в граничных условиях в зазоре заданы только осевая и тангенциальная составляющие индукции. Радиальная же составляющая

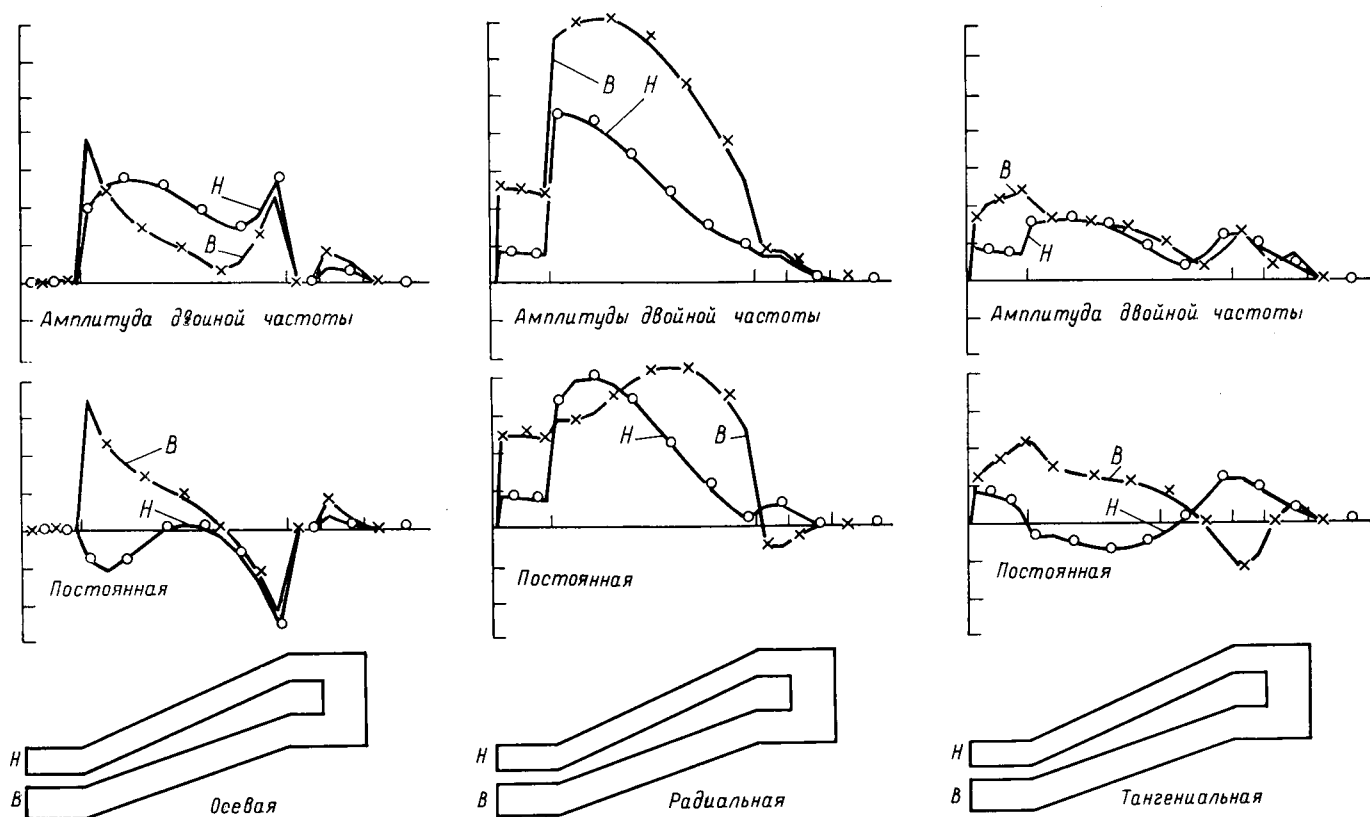


Рис. 3. Схема распределения составляющих сил, действующих на стержни обмотки статора.

определяется в результате решения в виде:

$$\dot{B}_z = \frac{\partial \dot{A}_y}{\partial x} - jk \dot{A}_x. \quad (15)$$

Анализ систем (5), (6), (9), (11) и (12) в области воздушного зазора показывает, что для величины  $\dot{A}_x$  используются только граничные условия II рода, т. е. постоянная интегрирования определяется внешним относительно зазора полем. Поэтому мощным ускоряющим фактором является ввод поправки в  $\dot{A}_x$  по всей площади расчетного сечения воздушного зазора. Величина поправки определяется по (15) и заданному падению н. с. основного потока в зазоре. Поправка вводится одновременно с вводом поправки в основной зоне, причем для всей области зазора принято  $\Delta \dot{A}_x = \text{const}$ . Естественно, что ввод ускоряющих поправок по (14) в области зазора является излишним.

На первом этапе освоения изложенной методики расчета трехмерного электромагнитного поля был разработан комплекс программ для ЦВМ применительно к случаю однородной среды. На примере крупного турбогенератора были проведены расчеты полей и усилий для различных режимов его работы, включая установившееся короткое замыкание, холостой ход, номинальную нагрузку и режимы недовозбуждения. Специально разработанные сервисные программы обеспечили получение результатов расчетов в удобной и наглядной форме в виде таблиц, графиков, картин распределения векторов индукций или сил во всей области.

В качестве примера полученных результатов на рис. 2 изображено поле направлений составляющей вектора индукции в плоскости осевого сечения машины, совмещенной с продольной осью. На рис. 3 представлены эпюры распределения сил по стержням обмотки статора в аналогичном сечении для того же, что и на рис. 2, режима номинальной нагрузки.

Изложенная методика расчета поля в однородной среде со сложными границами распространяется и на задание поля в неоднородной области с учетом вихревых токов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тозони О. В., Маергойз И. Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. Киев, «Техника», 1974.
2. Myerscough C. I. Calculation of magnetic fields in the end regions of turbogenerators. — «Proc. IEEE», 1974, № 7.
3. Новик Я. А. Вариационная формулировка решения задачи расчета трехмерного стационарного магнитного поля с учетом нелинейных свойств среды. — «Изв. АН Латв. ССР. Физические и техн. науки», 1974, № 4.
4. Müller W., Wolf W. Numerische Berechnung dreidimensionaler Magnetfelder für große Turbogeneratoren bei feldabhängiger Permeabilität und beliebiger Stromdichteverteilung. — «ETZ», 1973, A94, № 5.
5. Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных полей. М., Изд. АН СССР, 1948.
6. Гордон И. А. Расчет режимов турбогенераторов, работающих в условиях взаимной нагрузки на испытательном стенде. В кн.: Сб. «Электросила», 1974, № 30.
7. Fuchs E. F., Erdelyi E. A. Determination of Waterwheel alternator steady-state reactances from flux plots. — «IEEE, Tr. PAS», 1972, № 6.

[10.7.1975]



# Уравнения и схемы замещения трансформаторов с учетом тока намагничивания

ПИНЦОВ А. М.

Ленинград

При анализе ряда установившихся и переходных процессов в цепях, содержащих трансформаторы, необходимо учитывать ток намагничивания. Известно много работ, использующих для этой цели фиктивные понятия полей и индуктивностей рассеяния отдельных обмоток. В работе рассмотрены процессы в трансформаторе и его схемы замещения без использования этих понятий.

**Приведение двух индуктивно связанных цепей.** Для двух индуктивно связанных цепей имеем:

$$\begin{cases} u_1 = r_1 i_1 + x_{11} p i_1 + x_{12} p i_2, \\ u_2 = r_2 i_2 + x_{12} p i_1 + x_{22} p i_2, \end{cases} \quad (1)$$

где  $x = \omega L$ ;  $p = \frac{d}{d\theta}$ ;  $\theta$  — время в угловых мерах.

Дополнительно можно написать еще одно уравнение:

$$\oint H dl = \omega i_1 + \omega i_2 = \omega i_0,$$

где  $\omega$  — произвольное число;  $\omega i_0$  — полный ток обеих цепей, т. е. полный ток сквозь поверхность, ограниченную контуром  $l$  (рис. 1, а).

Путь обхода  $l$  должен быть выбран так, чтобы он охватывал все витки обеих цепей  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Такое условие дает возможность получить определенность в постановке задачи. Возьмем такие два числа  $\eta_1$  и  $\eta_2$ , чтобы выполнялось следующее условие:

$$\eta_1 i_1 + \eta_2 i_2 = i_0, \quad (2)$$

где  $\eta_1 = \omega_1 / \omega$  и  $\eta_2 = \omega_2 / \omega$ , причем  $\eta_1 / \eta_2 = \omega_1 / \omega_2$ ; числа  $\eta_1$  и  $\eta_2$  будем называть коэффициентами приведения.

Обозначим

$$\left. \begin{aligned} i'_m &= \eta_m i_m, \quad u'_m = u_m / \eta_m, \quad r'_m = r_m / \eta_m^2, \\ x'_{mq} &= x_{mq} / \eta_m \eta_q, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $m = 1, 2$ ,  $q = 1, 2$ .

Токи, напряжения и сопротивления, имеющие индекс «штрих», называются приведенными токами, напряжениями и сопротивлениями, причем  $i'_m u'_m = i_m u_m$ , т. е. при приведении цепей их мощность остается неизменной. Тогда уравнения (1) и (2) можно записать иначе:

$$\left. \begin{aligned} u'_1 &= r'_1 i'_1 + x'_{11} p i'_1 + x'_{12} p i'_2; \\ u'_2 &= r'_2 i'_2 + x'_{12} p i'_1 + x'_{22} p i'_2; \\ i'_1 + i'_2 &= i_0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

**Режим противонамагничивания.** Пусть по цепям 1 и 2 текут такие токи, чтобы соблюдалось условие:

$$i'_1 + i'_2 = 0.$$

Такой режим будем называть режимом «противонамагничивания»<sup>1</sup>. Из уравнений (4), учитывая

<sup>1</sup> Термин режим «противонамагничивания» применил Мееврович Э. А. [Л. 1]. Чаще применяется менее удачный термин — режим «противовключения».

последнее условие, находим:

$$\frac{u'_1 - u'_2}{i'_1} = r'_{12} + x_{k12} p,$$

где  $r'_{12} = r'_1 + r'_2$  — суммарное активное приведенное сопротивление обоих контуров;

$$x_{k12} = x'_{12} + x'_{22} - 2x'_{12}. \quad (5)$$

Сопротивление  $x_{k12}$  является сопротивлением рассеяния двух цепей. Его можно определить как расчетным, так и опытным путем из режима противонамагничивания обоих контуров. В этом режиме обе цепи пронизывает поток «рассеяния». Определение потока и сопротивления (индуктивности) рассеяния впервые ввел Роговский [Л. 2] применительно к обмоткам трансформатора в том смысле, как приведено в настоящей работе. По Роговскому индуктивное сопротивление рассеяния определяется магнитным полем трансформатора, когда алгебраическая сумма ампер-витков двух его обмоток равна нулю.

Из формулы (5) следует:

$$x'_{12} = \frac{1}{2} (x'_{11} + x'_{22} - x_{k12}). \quad (6)$$

Формула (6) позволяет из уравнений индуктивно связанных цепей исключить взаимные сопротивления, что имеет фундаментальное значение. Хотя формула (6), очевидно, следует из широко известного выражения (5), однако автору она в литературе не встречалась.

**Уравнения  $n$  приведенных цепей.** Для системы  $n$  цепей (рис. 1, б), выполнив приведение всех цепей согласно (3), получим:

$$u'_m = r'_m i'_m + \sum_{q=1}^n x'_{mq} p i'_q, \quad (7)$$

где

$$x'_{mq} = \frac{1}{2} (x'_{mm} + x'_{qq} - x_{kmq}).$$

$$\sum_{q=1}^n i'_q = i_0. \quad (8)$$

Таким образом, электромагнитные процессы в случае  $n$  приведенных контуров описываются системой из  $n+1$  уравнений. Эта система содержит  $n$  независимых индуктивных сопротивлений вида  $x'_{mm}$  и  $n(n-1)/2$  вида  $x_{kmq}$ . Значения этих сопротивлений можно определить из режимов холостого хода (собственные индуктивные сопротивления контуров) и всех режимов противонамагничивания

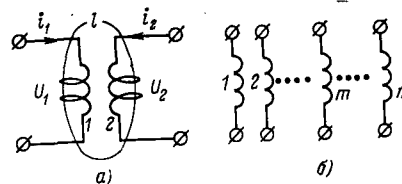


Рис. 1. Индуктивно связанные цепи.  
а — две цепи; б —  $n$  цепей.

(сопротивления рассеяния). Таким образом, приведение по Роговскому позволяет взаимные сопротивления заменить на сопротивления рассеяния.

Система уравнений (7) пригодна для исследования электромагнитных процессов в трансформаторе со стальным магнитопроводом, если иметь в виду, что сопротивления типа  $x'_{mm}$  зависят от дифференциальной магнитной проницаемости  $\mu = dB/dH$ , которая нелинейно зависит от тока намагничивания  $i_0$ .

**Холостой ход трансформатора.** В режиме холостого хода все обмотки, кроме той, которая подключена к сети переменного тока, разомкнуты. Такой режим трансформатора можно рассматривать как режим реактора с замкнутым стальным магнитопроводом. Для реактора справедливо уравнение:

$$u = ri + \omega \frac{d\psi}{d\theta}, \quad (9)$$

где  $\psi = \omega s B$  — потокосцепление обмотки при условии, что магнитопровод не насыщен;  $i = lH/\omega$  — ток обмотки;  $\omega$  — число витков обмотки;  $s$  — сечение магнитопровода;  $l$  — средняя длина магнитного пути в магнитопроводе;  $B$  и  $H$  — индукция и напряженность магнитного поля в магнитопроводе.

Так как индукция  $B$  является функцией времени и известна зависимость  $B = f(H)$ , то на основании правила дифференцирования сложной функции имеем:

$$\frac{dB}{d\theta} = \frac{dB}{dH} \frac{dH}{d\theta} = \frac{\omega}{l} \frac{dB}{dH} \frac{di}{d\theta}.$$

Из уравнения (9) и последней зависимости находим:

$$u = \left( r + \frac{\omega \omega^2 s}{l} \frac{dB}{dH} p \right) i, \quad (10)$$

где  $p = d/d\theta$ .

Из этой формулы получаем, что индуктивное сопротивление реактора

$$x_0 = \frac{\omega \omega^2 s}{l} \frac{dB}{dH}. \quad (11)$$

Если, например, кривая индукции аппроксимируется полиномом вида

$$H = \alpha B + \beta B^{11},$$

то

$$x_0 = \frac{\omega \omega^2 s}{l(\alpha + 11\beta B^{10})}. \quad (12)$$

Приведенный в качестве примера полином достаточной точностью аппроксимирует основную кривую индукции магнитопровода трансформаторов со сталью Э320 и Э330 до индукций порядка  $(1,8-1,85)T$ . При этом коэффициент  $\beta$  выбирается так, чтобы реальная и аппроксимирующая кривые индукции пересекались при  $B = (1,6-1,7)T$ ; значение коэффициента  $\alpha$  зависит от зазоров в стыках. Для высоковольтных трансформаторов его можно в относительных величинах принимать равным 0,15 ( $B_{\text{баз}} = 1,7T$ ).

Индуктивное сопротивление  $x'_{mm}$  холостого хода обмотки  $m$  при ненасыщенных ярмах можно представить в виде суммы двух составляющих: сопротивления  $x_0$ , зависящего от потока в стержне, и

сопротивления  $x_{0m}$ , зависящего от потока в зазоре между стержнем и  $m$ -й обмоткой:

$$x'_{mm} = x_0 + x_{0m}.$$

Допустим, что поток в зазоре между стержнем и ближайшей к нему обмоткой является потоком рассеяния, созданным двумя очень тонкими обмотками, одна из которых плотно прилегает к стержню, а другая — к ближайшей к нему обмотке, толщина которой не учитывается. Высота этих обмоток равна высоте реальной обмотки. Сопротивление рассеяния этих обмоток можно определить из следующей формулы, которую нетрудно получить из уравнения (4) в [Л. 3]:

$$x_{01} \approx \frac{3}{2} \mu_0 \omega^2 (D_0 + D_1) \frac{d}{h}, \quad (13)$$

где  $D_0$  — диаметр стержня;  $D_1$  — диаметр ближайшей к нему обмотки;  $d$  — расстояние между стержнем и ближайшей к нему обмоткой;  $h$  — высота обмотки;  $\omega$  — базисное число витков.

Примем, что в трансформаторе обмотка 1 — ближайшая к стержню. Сопротивление холостого хода первой обмотки:

$$x'_{11} \approx x_0 + x_{01}.$$

Эта формула применима при условии, что ярма не насыщены. При весьма больших индукциях, когда магнитопровод насыщен, можно воспользоваться, например, рекомендациями [Л. 4]. Индуктивное сопротивление холостого хода второй обмотки:

$$x'_{22} \approx x_0 + x_{02}.$$

Сопротивление  $x_{02}$  можно рассчитать по формуле (13). Если в двухобмоточном трансформаторе concentрические обмотки равновысоки, то можно принять, что

$$x'_{22} \approx x'_{11} + x_{K12}. \quad (14)$$

Это допущение подтверждается расчетными и опытными данными.

**Индуктивности трансформатора с concentрическими обмотками равной высоты.** Для трансформатора с тремя concentрическими обмотками одинаковой высоты справедлива зависимость:

$$x_{213} = \frac{1}{2} (x_{K12} + x_{K23} - x_{K13}) \approx 0,$$

где  $x_{213}$  — индуктивное сопротивление ветви средней по расположению обмотки в трехлучевой схеме замещения.

Тогда

$$x_{K13} \approx x_{K12} + x_{K23}. \quad (15)$$

Для трехобмоточного трансформатора имеем:

$$\begin{aligned} x'_{11} + x_{K12} &\approx x'_{22}; \\ x'_{11} + x_{K12} + x_{K23} &\approx x'_{33}. \end{aligned} \quad (16)$$

Пусть в  $n$ -обмоточном трансформаторе с concentрическими обмотками обмотка 1 — ближайшая к стержню магнитопровода, а обмотка  $n$  — наиболее удаленная. Если учесть, что формула (16) практически справедлива для любых трех соседних обмоток, можно считать приемлемой для практических целей следующую более общую формулу:

$$x'_{11} + x_{K12} + x_{K23} + \dots + x_{K(n-1)n} \approx x'_{nn}. \quad (17)$$

Приведенные формулы позволяют для получения  $n$  сопротивлений холостого хода воспользоваться одной характеристикой холостого хода обмотки, ближайшей к стержню, а остальные  $(n-1)$  сопротивлений холостого хода получить с помощью этой характеристики и сопротивлений рассеяния.

**Схемы замещения трансформаторов с обмотками равной высоты.** Будем оперировать только приведенными величинами, не пометая их специальными штрихами. Для двухобмоточного трансформатора из системы уравнений (4) с учетом формул (6) и (14) следует:

$$\left. \begin{aligned} x_{12} &= x_{11}; \\ u_1 &= r_1 i_1 + x_{11} p i_0; \\ u_2 &= r_2 i_2 + x_{k12} p i_2 + x_{11} p i_0. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Этим уравнениям соответствует схема замещения, приведенная на рис. 2, а. Если стержень не насыщен,  $x_{01}$  — величина малая и ею можно пренебречь. Тогда  $x_{11} \approx x_0$ .

Приняв во внимание уравнения (7) и (17), можно получить систему уравнений для  $n$ -обмоточного трансформатора с обмотками одинаковой высоты:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= r_1 i_1 + x_{11} p i_0; \\ u_2 &= r_2 i_2 + x_{k12} p (i_2 + i_3 + \dots + i_n) + x_{11} p i_0; \\ &\dots \dots \dots \\ u_m &= r_m i_m + x_{k(m-1)m} p (i_m + i_{m+1} + \dots + i_n) + \dots + x_{11} p i_0, \\ &\dots \dots \dots \\ u_n &= r_n i_n + x_{k(n-1)n} p i_n + x_{k(n-2)(n-1)} p \times \\ &\quad \times (i_{n-1} + i_n) + \dots + x_{11} p i_0. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Схема замещения  $n$ -обмоточного трансформатора с обмотками равной высоты приведена на рис. 2, б. Схема замещения многообмоточного трансформатора при ненасыщенных ядрах и тонких обмотках [Л. 5] не отличается от полученной здесь. В случае насыщения ярм в схемах замещения возрастает число нелинейных элементов.

**Намагничивающая сила  $n$  цепей равна нулю.**

В этом случае сумма приведенных токов  $\sum_{q=1}^n i_q = 0$ .

Воспользовавшись этим уравнением и исключив из первого и второго уравнений системы (7) ток  $i_2$  и из первого и  $n$ -го уравнений — ток  $i_n$ , находим:

$$\left. \begin{aligned} u_1 - u_2 &= Z_{k12} i_1 + Z_{213} i_3 + \dots + \\ &\quad + Z_{21q} i_q + \dots + Z_{21n} i_n; \\ &\dots \dots \dots \\ u_1 - u_n &= Z_{k1n} i_1 + Z_{n12} i_2 + \\ &\quad + \dots + Z_{n1q} i_q + \dots + Z_{n1(n-1)} i_{n-1}, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} Z_{k1q} &= r_{1q} + (x_{11} + x_{q1} - 2x_{1q}) p, \\ r_{1q} &= r_1 + r_q; \\ Z_{q1m} &= r_q + (x_{q1} + x_{1m} - x_{1q} - x_{qm}) p. \end{aligned}$$

Нетрудно убедиться, что сопротивление

$$Z_{q1m} = \frac{1}{2} (Z_{k1q} + Z_{kmq} - Z_{k1m}). \quad (21)$$

В рассмотренном частном случае ( $i_0 = 0$ ) электромагнитные процессы в совокупности из  $n$  цепей описываются системой из  $n-1$  уравнений. Эта система содержит  $n(n-1)/2$  независимых сопротивлений вида  $Z_{kmq}$ . В систему уравнений (20) не входят собственные индуктивности контуров. Как видим, введение дополнительных условий путем приведения цепей к одному числу витков исключает из системы уравнений этих контуров не только взаимные, но и их собственные индуктивности. Теперь любая пара цепей вместо трех параметров (две собственные и одна взаимная индуктивности) характеризуется одним — индуктивностью рассеяния.

Метод противонамагничивания можно применить для определения индуктивности систем, состоящих из большого числа проводников, в частности, для расчета индуктивности многопроводных линий.

**Пренебрежение током намагничивания.** Обычно величину  $i_0$  называют намагничивающим током. Ток намагничивания численно мало отличается от тока холостого хода. Поэтому вместо тока намагничивания часто говорят о токе холостого хода или токе возбуждения трансформатора. В современных мощных трансформаторах  $i_0$  составляет менее 1% номинального тока. В большинстве нормальных режимов тока в обмотках трансформаторов во много раз больше  $i_0$ . В таких режимах этим током можно пренебречь и условно считать его равным нулю. При таком допущении магнитный поток в магнитопроводе существует, хотя н. с. равна нулю. При этом магнитная проницаемость стали принимается  $\mu = \infty$ .

Часто при расчетах в трансформаторах систему обмоток заменяют системой бесконечных прямолинейных шин (такого же сечения как обмотки) с равномерным распределением тока по сечению, а магнитопровод — плоской поверхностью с  $\mu = \infty$  [Л. 6]. В этом случае применим метод зеркальных изображений [Л. 7, т. II, с. 288], при котором система из  $n$  шин вблизи ферромагнитной плоскости заменяется системой из  $2n$  шин в предположении, что ферромагнитная плоскость удалена.

Индуктивное сопротивление обмоток 1 и 2 (рис. 3) вычисляется по формуле [Л. 8]:

$$x_{k12}^* = x_{k12} + x_{k14} - \frac{1}{2} (x_{k13} + x_{k24}). \quad (22)$$

Уравнения (20), полученные для системы из  $n$  цепей при  $i_0 = 0$ , применимы и для трансформато-

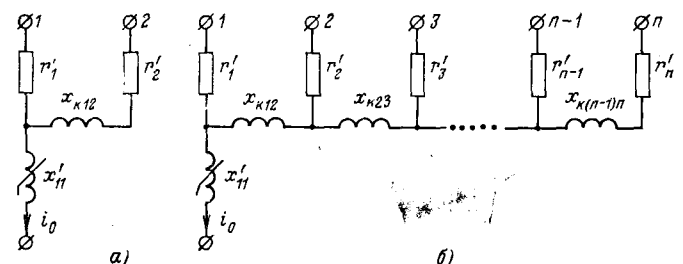


Рис. 2. Схемы замещения трансформаторов с обмотками равной высоты.

а — двухобмоточного; б —  $n$ -обмоточного.

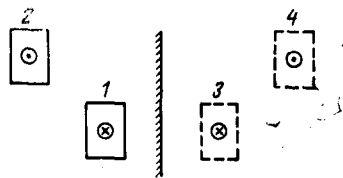


Рис. 3. Две обмотки и их зеркальные изображения.

ров, если в этих уравнениях вместо  $x_{кмл}$  использовать  $x_{кмл}^*$ .

Многочисленные расчеты показывают, что для concentрических обмоток равной высоты  $x_{к14} \approx \frac{1}{2}(x_{к13} + x_{к24})$ . Это положение позволяет сделать

очень важный вывод — магнитное состояние (насыщенность) магнитопровода мало влияет на сопротивление рассеяния любой пары concentрических обмоток равной высоты. Следовательно, для обмоток равной высоты при любых расчетах как переходных, так и установившихся режимов сопротивления рассеяния можно считать постоянными величинами.

**Пример сложного трансформатора.** Рассмотрим двухстержневой трехобмоточный трансформатор с двумя нерасщепленными и одной расщепленной на две части обмотками, полагая, что обмотки равновысоки и расщеплена ближайшая к стержню обмотка 1 на части 1' и 1'' (рис. 4, а). В первом приближении каждый стержень можно рассматривать как независимый трансформатор. Приведенные параметры одного из них обозначим индексом «штрих», а другого — «два штриха». Тогда для частей обмоток каждого стержня справедливы уравнения (19), в которых все сопротивления относятся к частям обмоток, причем для одного стержня можно считать, что  $x'_{11} = x'_{01} + x_{01}$ , а для другого  $x''_{11} = x''_{01} + x_{01}$ . Отличие в сопротивлениях  $x'_{01}$  и  $x''_{01}$  объясняется тем, что при разных режимах частей расщепленной обмотки оба стержня будут находиться в разных магнитных состояниях. Остальные сопротивления в силу симметричного расположения ветвей обмоток соответственно одинаковы. С учетом сказанного рассматриваемому трансформатору соответствует схема замещения (рис. 4, б), имеющая две различные ветви намагничивающего тока.

Аналогичным способом при составлении уравнений и для получения схемы замещения нужно подходить к трансформаторам, у которых существуют разные условия намагничивания отдельных участков магнитопровода. В трансформаторах с боковыми ярмами такой подход наиболее близок к действительности.

**Режим короткого замыкания.** Из системы уравнений (4) для двухобмоточного приведенного трансформатора при синусоидальных токах и напряжениях имеем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= r_1 \dot{I}_1 + jx_{11} \dot{I}_1 + jx_{12} \dot{I}_2; \\ \dot{U}_2 &= r_2 \dot{I}_2 + jx_{12} \dot{I}_1 + jx_{22} \dot{I}_2. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Замкнем накоротко обмотку 2. Тогда  $\dot{U}_2 = 0$  и из этих уравнений, исключив ток  $\dot{I}_2$ , находим:

$$\dot{U}_1 = \left[ Z_{к12} - \frac{(Z_{22} - jx_{12})^2}{Z_{22}} \right] \dot{I}_1,$$

где  $Z_{22} = r_2 + jx_{22}$ .

Следовательно, сопротивление  $k_{\Delta}^{\text{к}} 3$ .

$$Z_{к12}^* = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = Z_{к12} - \frac{(Z_{22} - jx_{12})^2}{Z_{22}}. \quad (24)$$

Замкнем накоротко обмотку 1, а источник синусоидального напряжения подключим к обмотке 2. Из системы уравнений (23), приняв во внимание, что  $\dot{U}_1 = 0$ , и исключив ток  $\dot{I}_1$ , имеем:

$$Z_{к21}^* = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = Z_{к12} - \frac{(Z_{11} - jx_{12})^2}{Z_{11}}. \quad (25)$$

Сравнивая формулы (24) и (25), замечаем, что  $Z_{к12}^* \neq Z_{к21}^*$ . Обычно эти сопротивления мало отличаются друг от друга (поправки на два — четыре порядка меньше  $Z_{к12}$ ) и на практике принято, что  $Z_{к12}^* \approx Z_{к21}^* \approx Z_{к12}$ . Однако в режимах глубокого насыщения (например, для частей обмоток разной высоты) такие поправки могут оказаться достаточно большими и ими нельзя пренебрегать.

**О полях и индуктивностях рассеяния.** При анализе работы трансформаторов со стальными магнитопроводом практически невозможно оперировать с собственными и взаимными индуктивностями обмоток, так как эти параметры нелинейны. В большинстве учебных и справочных пособий по традиции из методических соображений реальное магнитное поле двухобмоточного трансформатора разделяют на три фиктивных магнитных поля — основное  $\Phi_0$  и поля рассеяния первичной и вторичной обмоток  $\Phi_{s1}$  и  $\Phi_{s2}$ . При этом принимают, что поток  $\Phi_{s1}$  пропорционален току первичной обмотки  $i_1$ , а поток  $\Phi_{s2}$  — току вторичной обмотки  $i_2$ . Коэффициенты пропорциональности называют индуктивностями рассеяния каждой обмотки в отдельности, например [Л. 7 и 9—15]. На приближенность и фиктивность такого анализа указывал П. Л. Калантаров [Л. 10]. Тем не менее, во многих руководствах такая оговорка не делается, что приводит к ряду недоразумений и ошибок.

Если даже согласиться с тем, что поток рассеяния двух обмоток, определяемый по Роговскому, можно разбить на два потока, связанных с каждой обмоткой в отдельности, то и в этом случае каждый из них зависит от токов обеих обмоток. Поэтому любые попытки определить индуктивность рассеяния каждой обмотки в отдельности бессмысленны. Однако можно указать на ряд статей, в которых такие ошибочные попытки делаются до сих пор, например, в [Л. 16 и 17]. Во многих работах необоснованно оперируют потоками и индуктивностями рассеяния отдельных обмоток, например, в [Л. 18 и 19].

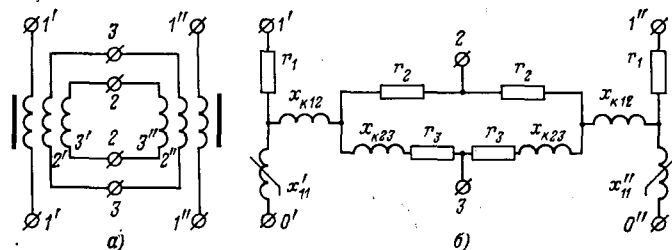


Рис. 4. Двухстержневой трехобмоточный трансформатор, у которого одна из обмоток расщеплена на две части.

а — принципиальная схема; б — схема замещения.

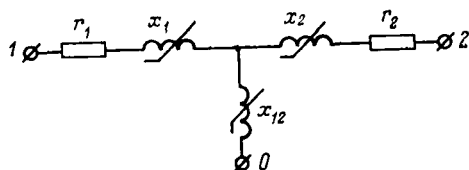


Рис. 5. Схема замещения двух индуктивно связанных цепей со сталью.

Проблема рассеяния в трансформаторах обсуждалась в весьма плодотворной дискуссии на страницах журнала «Электричество» [Л. 20—28]. Наиболее последовательную точку зрения высказали Е. Г. Марквардт (в частности и в [Л. 29]) и Э. А. Меерович. Впоследствии ошибочные представления были обстоятельно рассмотрены А. И. Вольдеком [Л. 30, с. 12—19]. Он наглядно показал [Л. 30, с. 23] некорректность понятия индуктивности рассеяния отдельной обмотки на примере двух обмоток разной высоты — индуктивность рассеяния одной из них отрицательна (следовательно, отрицателен и «поток рассеяния» этой обмотки). Однако и в настоящее время результаты этой дискуссии не нашли необходимого отражения в учебной и справочной литературе, что способствует появлению в печати большого числа ошибочных работ.

Если в уравнения приведенных двух индуктивно связанных цепей (двухобмоточного трансформатора со сталью) ввести в качестве параметров сопротивления рассеяния, то эти уравнения запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_1 &= (r_1 + x_1 p) i_1 + x_{12} p i_2; \\ u_2 &= (r_2 + x_2 p) i_2 + x_{12} p i_1, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} x_1 &= 0,5 (x_{11} - x_{22} + x_{K12}); \\ x_2 &= 0,5 (x_{22} - x_{11} + x_{K12}); \\ x_{12} &= 0,5 (x_{11} + x_{22} - x_{K12}). \end{aligned}$$

В этих формулах  $x_1$  и  $x_2$  не являются сопротивлениями рассеяния отдельных обмоток. В схему замещения трансформатора (рис. 5) входит три нелинейных элемента и она принципиально отличается по своим параметрам от общеизвестной ошибочной схемы замещения трансформатора со сталью, в которой имеется лишь один нелинейный элемент (отметим, что  $x_1 + x_2 = x_{K12}$ ). Г. Н. Петров в своей книге [Л. 31] при рассмотрении рабочего процесса двухобмоточного трансформатора и его схемы замещения исключил распространенные неправильные положения и, естественно, связал процесс в воздушном трансформаторе с процессами в трансформаторе со сталью. Однако нельзя доказать утверждение, что индуктивные сопротивления рассеяния отдельных обмоток  $x_1$  и  $x_2$  практически не зависят от насыщения [Л. 31, с. 56], так как сопротивления  $x_1$  и  $x_2$  в трансформаторах невозможно ни рассчитать, ни измерить.

В [Л. 32] вместо Т-образной предлагается П-образная схема замещения, в которой используются реальные параметры трансформатора:  $L_s$  — индуктивность рассеяния;  $L_{01}$  и  $L_{02}$  — индуктивности холостого хода обмоток 1 и 2.

П. Л. Калантаров, рассматривая трехобмоточный трансформатор как пассивный шестиполюсник,

впервые предложил схему замещения трехобмоточного трансформатора с шестью независимыми ветвями, не содержащими замкнутых контуров [Л. 33 и 34]. Однако, как заметил П. Л. Калантаров [Л. 34], схемы замещения двух- и трехобмоточного трансформаторов в двухобмоточном режиме отличаются друг от друга. Отсюда видно, что использование индуктивностей рассеяния отдельных обмоток и взаимных индуктивностей рассеяния приводит к противоречивым результатам.

Рассматривая три индуктивно связанные цепи, А. И. Вольдек [Л. 30, с. 24—31] задает коэффициенты приведения второй и третьей цепей к первой в виде:

$$k_{12} = \frac{M_{31}}{M_{23}} \quad \text{и} \quad k_{13} = \frac{M_{12}}{M_{23}},$$

где  $M_{12}$ ,  $M_{23}$  и  $M_{31}$  — взаимные индуктивности цепей.

Благодаря таким двум дополнительным условиям А. И. Вольдек получает систему уравнений трех цепей, в которую входят четыре индуктивности вместо шести, и соответствующую четырехэлементную схему замещения с одной общей намагничивающей ветвью. Кажущееся на первый взгляд удобство подхода в действительности не приводит к упрощению проблемы, так как указанные четыре индуктивности зависят от всех шести исходных индуктивностей — трех собственных и трех взаимных.

Кроме того, в монографии А. И. Вольдека [Л. 30], в которой исключительно четко и оригинально освещен ряд вопросов по расчетам индуктивно связанных цепей, допускается такая неточная мысль. «Долгое время в истории прикладной электротехники оставалось незамеченным, что однозначного определения полей рассеяния не существует...» [Л. 30, с. 6, см. также с. 33]. Но если это так, то таким многозначным параметром практически пользоваться невозможно.

В действительности практика (см. ГОСТ 1610-70) использует только однозначное определение индуктивности рассеяния — по Роговскому.

**Выводы.** 1. При приведении индуктивно связанных цепей к одному числу витков в уравнениях этих цепей можно исключить взаимные индуктивности, используя индуктивности рассеяния.

2. Если сумма приведенных токов индуктивно связанных цепей равна нулю, то в уравнениях этих цепей исключаются не только взаимные, но и собственные индуктивности. В систему уравнений таких цепей в качестве параметров входят только индуктивности рассеяния и их комбинации.

3. Электромагнитные процессы в  $n$ -обмоточном трансформаторе при учете намагничивающего тока описываются системой из  $n+1$  уравнений, которая содержит  $n(n+1)/2$  независимых параметров, определяемых из режимов холостого хода всех обмоток и режимов противонамагничивания (или короткого замыкания) всех пар обмоток.

4. Для трансформаторов с концентрическими цилиндрическими обмотками примерно равной высоты достаточно иметь параметры, полученные из одного режима холостого хода и из  $n(n-1)/2$  режимов противонамагничивания (или короткого за-

мыкания), если можно пренебречь насыщением ярм.

5. Схемы замещения трансформаторов с концентрическими обмотками, как правило, содержат одну нелинейную ветвь. В случаях сложного соединения частей обмоток, расположенных на разных стержнях магнитопровода, либо при необходимости учитывать насыщение ярм возрастает число нелинейных элементов в схеме замещения.

6. Часто встречающееся в литературе использование понятий полей и индуктивностей рассеяния для отдельных обмоток не имеет физического смысла, а в практических приложениях приводит к недоразумениям и ошибкам.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Меерович Э. А. К вопросу об электромагнитном рассеянии в трансформаторах. — Изв. энергетического института им. Г. М. Кржижановского, 1935, вып. 1—2, т. 111.
2. Rogowski. Die Streuung bei Transformatoren. — «ETZ», 1908, № 22. 535 с.
3. Пинцов А. М. К расчету индуктивностей параллельных шин и рассеяния обмоток трансформаторов. — «Электричество», № 8, 1972, с. 70—73.
4. Зихерман М. Х. Характеристики намагничивания мощных трансформаторов. — «Электричество», 1972, № 3, 1972, с. 79—82.
5. Лейтес Л. В. Учет намагничивающего тока в схеме замещения трансформатора. — «Электричество», 1971, № 11, с. 63—69.
6. Лейтес Л. В., Пинцов А. М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов. М., «Энергия», 1974. 191 с.
7. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. М., «Энергия», 1967, т. 2. 408 с.
8. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. М., «Энергия», 1970. 416 с.
9. Видмар М. Научные основы электротехники. М., Госэнергоиздат, 1932. 478 с.
10. Калантаров П. Л. Теория переменных токов. М., Госэнергоиздат, 1940. 410 с.
11. Калантаров П. Л., Нейман Л. Р. Теоретические основы электротехники. М., Госэнергоиздат, 1951. 464 с.
12. Круг К. А. Основы электротехники. М., Госэнергоиздат, 1946, т. 2. 634 с.
13. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. М., «Высшая школа», 1973. 752 с.
14. Васютинский С. Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. М., «Энергия», 1970. 432 с.
15. Электротехнический справочник (под общ. ред. П. Г. Грудинского и др.), изд. 5-е. М., «Энергия», 1974. 875 с.
16. Кочан В. А., Малиновский С. Н. Изменение индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток трансформатора при подмагничивании его постоянным током — В сб. «Электрические сети и системы». Изд. Львовского университета, 1969, № 5, с. 3—8.
17. Балашов К. К., Балашов С. К. Магнитные потоки и индуктивности двухобмоточного трансформатора. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 1, с. 39—43.
18. Новаш В. И., Абраменко В. М. О расчете броска намагничивающего тока в трехфазных силовых трансформаторах с учетом потока в околостержневом пространстве. — «Изв. вузов. Энергетика», 1973, № 1, с. 25—30.
19. Русин Ю. С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. М., «Энергия», 1973. 152 с.
20. Гохберг С. М., Большаков П. Н. Однофазные трансформаторы с компенсирующими обмотками. — «Электричество», 1934, № 10, с. 18—25.
21. Марквардт Е. Г. Некоторые замечания по вопросам, затронутым в статье Гохберга и Большакова. — «Электричество», 1935, № 1, с. 50—51.
22. Гохберг С. М. Ответ инж. Марквардту Е. Г. — «Электричество», 1935, № 1, с. 51.
23. Марквардт Е. Г. Об электромагнитном расстоянии. — «Электричество», 1935, № 9, с. 44—51.
24. Петров Г. Н. К расчету рассеяния трансформатора. — «Электричество», 1935, № 15, с. 3—8.
25. Марквардт Е. Г. Индуктивности рассеяния обмоток трансформатора. — «Электричество», 1936, № 23, с. 26—31.
26. Петров Г. Н. Об индуктивности рассеяния обмоток трансформатора. — «Электричество», 1936, № 23, с. 31—32.
27. Меерович Э. А. Полная и отдельные индуктивности рассеяния обмоток трансформатора при учете насыщения железа. — «Электричество», 1937, № 11, с. 56—59.
28. Марквардт Е. Г. О рассеянии обмоток трансформатора. — «Электричество», 1937, № 11, с. 60—63.
29. Марквардт Е. Г. Электромагнитные расчеты трансформатора. ОНТИ, 1938. 135 с.
30. Вольдек А. И. Схемы замещения индуктивно связанных цепей и их параметры. — «Труды Таллинского политехнического института», 1952, № 40.
31. Петров Г. Н. Электрические машины, ч. I. М., «Энергия», 1974. 240 с.
32. Зихерман М. Х. О двух способах представления магнитного поля индуктивно связанных катушек. — «Электричество», 1974, № 2, с. 86—87.
33. Калантаров П. Л. К теории пассивного шестиполосника. — «Труды ЛПИ», 1947, № 2, с. 133—138.
34. Калантаров П. Л. Схема, эквивалентная трехобмоточному трансформатору. — «Электричество», 1948, № 3, с. 36—39.

[26.11.1975]



УДК 621.335.2:621.313.17

## Возможности повышения тяговых свойств электроподвижного состава с вентильными двигателями

Кандидаты техн. наук КОЛПАХЧЬЯН Г. И., ТУЛУПОВ В. Д.

Новочеркасск, Москва

Внедрение прогрессивной системы тяги на переменном токе промышленной частоты с выпрямительными электровозами позволило резко увеличить мощность локомотивов путем более широкого выбора соотношения параметров тяговых двигателей. Используемый в настоящее время тяговый привод с двигателями постоянного или пульсирующего тока (ДП) принципиально может обеспечить полное использование тяговых и тормозных

возможностей электроподвижного состава (ЭПС) в зоне малых и средних скоростей движения. Однако сила тяги выпрямительных электровозов на высоких скоростях движения ограничена условиями коммутации ДП и поэтому они не могут реализовать возможную по условиям сцепления силу тяги. Некоторое увеличение силы тяги выпрямительных электровозов во всем интервале скоростей движения даст применение тяговых двигателей с незави-

симым возбуждением. Но и в этом случае максимальная по условиям сцепления сила тяги на высоких скоростях движения не может быть реализована из-за ограничений силы тяги существующих тяговых двигателей условиями напряженной работы коллекторно-щеточного аппарата.

При существующем соотношении между часовой и максимальной скоростями движения единственным способом повышения силы тяги выпрямительных электровозов на больших скоростях движения является увеличение мощности тяговых двигателей, но это увеличивает массу двигателей, которая практически уже предельна у современных локомотивов. Достигнутые мощности тяговых двигателей постоянного тока не удовлетворяют требованиям к перспективному подвижному составу. В [Л. 1] сделан вывод о том, что создать необходимый для перспективного электровоза коллекторный двигатель мощностью 1100 кВт, по-видимому, нереально и поэтому дальнейшее развитие таких двигателей нельзя признать перспективным.

В то же время эта задача практически решена уже на первом опытном электровозе ВЛ80В-661 с вентильными двигателями (ВД) мощностью 1025 кВт [Л. 2]. Мощность ВД на этом электровозе ограничена лишь мощностью силового трансформатора и легко может быть увеличена до 1100 кВт заменой последнего. На макетной секции электровоза она составляла 1300 кВт [Л. 3].

Наряду с увеличением мощности двигателей применение вентильного привода дает ЭПС еще ряд технико-экономических преимуществ. В частности, уменьшаются масса двигателя [Л. 2] и удельный вес электрооборудования [Л. 3], снижаются из-за отсутствия коллектора расходы на содержание двигателя, уменьшается удельная мощность тиристоров по сравнению с ЭПС с ДП и рекуперативным торможением. Как отмечается в [Л. 1] и подтверждено экспериментально в условиях эксплуатации на электровозе ВЛ80В [Л. 4], рекуперативное торможение ВД может быть осуществлено без введения какого-либо дополнительного силового оборудования.

Преимущества ЭПС с ВД будут реализованы тем полнее, чем лучше будут использованы его тяговые и тормозные возможности в зоне больших скоростей движения. Это делает актуальными исследования, проводимые в этой области.

Вентильный двигатель обладает всеми регулировочными свойствами машин постоянного тока и поэтому можно использовать методы управления, отработанные на ЭПС с ДП, что является одним из существенных его преимуществ. Момент и скорость вращения ВД могут изменяться регулированием подводимого напряжения и магнитного потока двигателя. У ВД нет ограничений по напряженности коллекторно-щеточного аппарата и поэтому принципиально возможно регулирование привода осуществлять только за счет изменения подводимого напряжения при поддержании магнитного потока двигателя постоянным и равным максимальному значению, аналогично оптимальному регулированию машин постоянного тока в случае отсутствия ограничений по напряжению [Л. 5]. Такой способ регулирования упрощает устройства управления,

но приводит к повышению установленной мощности и массы привода.

На современном ЭПС и, в частности, на грузовых электровозах масса и габариты оборудования существенно ограничены. Поэтому система регулирования силы тяги выбирается по условию максимального использования мощности всего электрического оборудования. Так же как для двигателей постоянного тока при наличии ограничения по напряжению [Л. 5] для ВД регулирование силы тяги может состоять из двух этапов: изменения напряжения до номинального значения при постоянном магнитном потоке, а затем ослабления магнитного потока двигателя. Однако из-за повышенного влияния реакции якоря и в связи с режимом работы преобразователя частоты и числа фаз (ПЧФ), регулирование поля ВД существенно сложнее, чем у ДП. Поэтому на первых образцах ЭПС с ВД оно используется только для компенсации реакции якоря, а сила тяги регулируется напряжением.

Основной задачей выполненной в данной работе исследования является оценка эффективности и обоснование способов регулирования магнитного потока ВД. Степень использования мощности тягового двигателя зависит от скоростей, в пределах которых она может быть реализована [Л. 6]. Благодаря глубокому ослаблению поля тяговых двигателей удастся получить практически постоянную мощность в широком диапазоне изменения скорости и этим значительно улучшить использование мощности электровоза.

Одним из основных преимуществ ВД по сравнению с ДП является возможность реализации в области высоких скоростей больших мощностей и сил тяги из-за отсутствия механического коллектора, ограничений по условиям коммутации тока в секциях обмотки якоря и окружной скорости на коллекторе. Это положение иллюстрируется на рис. 1 зависимостями силы тяги  $F$  и мощности  $P$  тяговых двигателей от скорости движения  $v$  электровозов серийного ВЛ80Т с ДП типа НБ-418К и ВЛ80В-661 с ВД типа НБ-601. Все зависимости со-

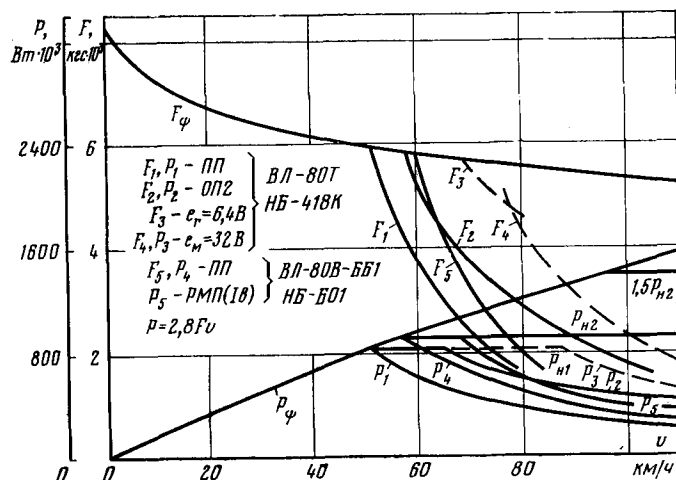


Рис. 1. Характеристики силы тяги и мощности.

$F_\phi, P_\phi$  — ограничение по условиям сцепления; ПП — полное поле; ОП2 — вторая ступень ослабления поля;  $e_r$  — реактивная э. д. с.;  $e_m$  — максимальное межламелльное напряжение.

ответствуют последней ступени напряжения трансформатора.

Сопоставление кривых рис. 1 показывает, что использование мощности в области ограничений условиями сцепления  $P_\phi$  и максимальной конструкционной скоростью  $v_k=110$  км/ч при работе двигателей на полном поле (кривые  $P_1, P_4$ ) у электровоза с ВД существенно превосходит электровоз с двигателями НБ-418К. Применение ослабления поля при последовательном возбуждении двигателя НБ-418К позволяет расширить область использования полной мощности двигателя  $P_{н1}$  до кривой  $P_2$ , ограничивающей предельное ослабление поля из-за условий коммутации, и иметь лучшее использование мощности, чем у ВД при работе его на полном поле (кривая  $P_4$ ). У двигателя НБ-418К имеется еще резерв увеличения области использования мощности при регулировании по ограничениям условиями коммутации (кривая  $P_3$ ,  $e_m=32$  В), которое осуществимо при наличии независимого автоматически регулируемого возбуждения двигателя.

У ВД существует принципиальная возможность расширить область использования мощности вправо от кривой  $P_4$  и реализовать вплоть до конструкционной скорости не только номинальную (при номинальном токе  $I_{дн}$  и напряжении  $U_{дн}$ ) мощность  $P_{н2}$ , но и полуторакратную (при токе  $1,5I_{дн}$  и напряжении  $U_{дн}$ ) мощность  $1,5P_{н2}$ . Это позволит при высоких скоростях движения развивать на 30—40% большую силу тяги, чем ДП и повысить производительность электровоза с ВД.

Выражение для частоты вращения ВД можно записать в виде:

$$n = \frac{U_d - I_d R}{1,17 C \Phi (\cos \delta + \cos \beta)}, \quad (1)$$

где  $U_d$  — среднее значение выпрямленного напряжения;  $I_d$  — среднее значение выпрямленного тока двигателя;  $R$  — активное сопротивление цепи двигателя;  $\Phi$  — поток в воздушном зазоре двигателя;  $C$  — конструктивная постоянная машины;  $\beta$  — угол управления инверторным звеном ПЧФ;  $\delta$  — угол окончания коммутации тока в тиристорах ПЧФ. Из (1) видно, что особенность расчета скорости вращения ВД заключается в определении составляющей потока  $0,5\Phi(\cos \delta + \cos \beta)$ , представляющей собой полезный поток, который обуславливает против-э. д. с. и, взаимодействуя с током, создает момент ВД.

Для анализа взаимной связи между потоком  $\Phi$ , углами  $\beta$  и  $\delta$  и током  $I_d$  использовано известное для трехфазного инвертора уравнение коммутации в виде:

$$\cos \delta - \cos \beta = \frac{2\omega_d L_k I_d}{\sqrt{6} E_\phi} = A \frac{I_d}{\Phi}, \quad (2)$$

где  $\omega_d$  — угловая скорость двигателя;  $L_k$  — коммутационная индуктивность фазы двигателя, мало зависящая от частоты и нагрузки у ВД с неявновыраженными полюсами и демпферной клеткой;  $E_\phi = Cn\Phi$  — действующее значение фазной э. д. с. двигателя за коммутационным сопротивлением;  $A = \pi p L_k / 15 \sqrt{6} C$  — постоянная, зависящая от кон-

структивных параметров ВД;  $p$  — число пар полюсов ВД.

Выражение (2) может быть использовано при расчете характеристик ВД, если исходить из средних значений углов  $\beta$ ,  $\delta$  и тока  $I_d$ . Для выявления взаимной связи между потоком в воздушном зазоре  $\Phi$ , углами  $\beta$  и  $\delta$  и током  $I_d$  в обмотке возбуждения использована приведенная на рис. 2 векторная диаграмма токов ВД, совмещенная с характеристикой холостого хода  $\Phi(I_{вх})$ , которая строится так же, как упрощенная векторная диаграмма н. с. синхронных машин с неявновыраженными полюсами [Л. 7]. Величина первой гармонической составляющей тока якоря  $I_1$  при реальных значениях углов  $\beta=30-50^\circ$  и  $\delta=20-30^\circ$  для электровоза с ВД без больших погрешностей может быть принята равной  $I_1=0,78I_d$ . Угол  $\phi_1$  между током  $I_1$  и э. д. с. можно определять по приближенной формуле

$$\phi_1 = \arccos[0,5(\cos \delta + \cos \beta)]. \quad (3)$$

Имея значения  $I_1$ ,  $I_b$ ,  $\phi_1$  и коэффициента приведения  $K_1$  тока якоря к току возбуждения, определяемого аналогично коэффициенту приведения н. с. синхронных машин, с помощью показанного на рис. 2 построения легко определить значение тока  $I_{вх}$  и по характеристике  $\Phi(I_{вх})$  определить соответствующее значение потока  $\Phi$  в воздушном зазоре ВД. Полученные выражения и векторная диаграмма на рис. 2 позволяют анализировать характеристики с учетом насыщения магнитопровода ВД и сформулировать возможные способы регулирования магнитного потока ВД.

Значение полезного магнитного потока  $0,5\Phi \times (\cos \delta + \cos \beta)$  при заданной нагрузке ВД в конечном счете определяется двумя величинами: углом управления  $\beta$ , который зависит от конкретной принятой системы управления инверторным звеном ПЧФ и тока  $I_b$  в обмотке возбуждения, определяемого законом регулирования в зависимости от нагрузки. Исходя из этого, можно сделать вывод, что регулирование скорости вращения ВД за счет изменения полезного магнитного потока можно осуществлять регулированием тока возбуждения, что аналогично машинам постоянного тока, и изменением угла управления  $\beta$ , что является особенностью ВД. Последняя возможность определяется сильным размагничивающим действием реакции якоря и его зависимостью от угла  $\phi_1$  между током и напряжением ВД.

Изменение угла  $\beta$  аналогично сдвигу щеток с нейтрали в двигателе постоянного тока. Особенностью ВД является только то, что такое регулирование можно выполнить с помощью тиристорных преобразователей, используя тем самым преимуще-

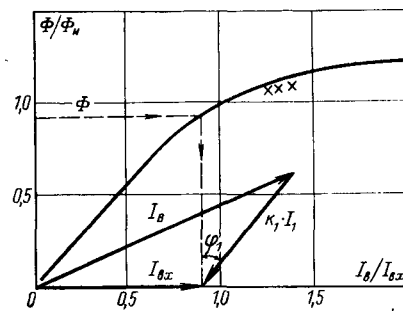


Рис. 2. Характеристика холостого хода и векторная диаграмма токов ВД.

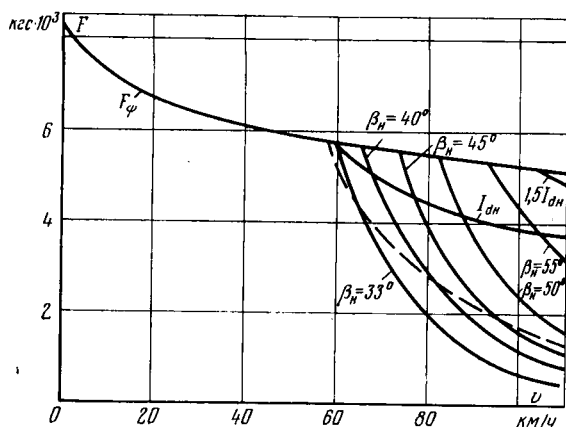


Рис. 3. Тяговые характеристики ВД при способе регулирования поля РМП ( $\beta$ ) ( $I_b = 50 + 0,193I_d$ ;  $\beta = \beta_n + 0,0109I_d$ ).  
— — — ОИЗ-ВЛ-80Т.

ства тиристоров как управляющих элементов. В зависимости от предъявляемых требований к вентильному приводу возможны различные устройства регулирования магнитного потока ВД. Однако все их разнообразие сводится к использованию трех способов регулирования:

регулирование поля осуществляется по каналу управления током возбуждения, а зависимость угла управления  $\beta(I_d)$ , определяемая параметрами устройства управления инверторным звеном, остается неизменной [обозначим способ РМП ( $I_b$ )];

регулирование осуществляется по каналу управления углом  $\beta$ , а заданная зависимость тока возбуждения  $I_b(I_d)$  остается постоянной [способ РМП ( $\beta$ )];

осуществляется совместное регулирование по обоим каналам управления током возбуждения  $I_b$  и углом управления  $\beta$  [способ РМП ( $I_b, \beta$ )].

Пределы допустимого регулирования магнитного потока в воздушном зазоре ВД ограничены с одной стороны целесообразной степенью насыщения двигателя и с другой — условиями коммутации токов в фазах ВД, так как с уменьшением потока снижается э. д. с. коммутируемых фаз и растет угол коммутации  $\gamma = \beta - \delta$ . Предельное ослабление поля и, следовательно, предельные значения сил тяги и торможения на высоких скоростях движения для трехфазного ВД ограничиваются максимальным значением угла коммутации  $\gamma_m = 2\pi/m' = 60^\circ$ , где  $m'$  — число пульсации противо-э. д. с. ВД.

Чтобы предотвратить «опрокидывание» инвертора, угол управления  $\beta$  необходимо регулировать так, чтобы выполнялось условие  $\beta - \gamma \geq \delta_{\min}$ , где  $\delta_{\min}$  — минимальное допустимое значение угла окончания коммутации, необходимое для восстановления запирающих свойств тиристоров. С учетом ряда факторов, влияющих на условия коммутации (время восстановления запирающих свойств тиристоров, влияние активного сопротивления двигателя, выпрямительные и инверторные пульсации тока, технологический разброс параметров двигателя и системы управления и др.) расчетное значение угла принято равным  $\delta_{\min} = 20^\circ$  [Л. 8]. При этом фактические минимальные значения угла  $\delta$  будут не меньше  $5-6^\circ$ .

Предельные значения углов  $\gamma_m$ ,  $\delta_{\min}$ , характеризующих условия коммутации токов в тиристорах ПЧФ, позволяют при использовании преобразованного уравнения коммутации (2) в каждом конкретном случае регулирования угла  $\beta(I_d)$  определить и пределы допустимого по условиям коммутации изменения магнитного потока ВД. Поскольку основные принципы построения системы управления опытных электровозов с ВД не претерпят значительных изменений на их ближайших модификациях, представляется целесообразным анализ способов регулирования поля двигателя произвести с использованием отработанных устройств электровоза ВЛ80В-661 с вентильными двигателями типа НБ-601, показавшего хорошие эксплуатационные качества.

На электровозе ВЛ80В-661 используется система регулирования возбуждения, поддерживающая закон регулирования тока возбуждения  $I_b = I_{b0} + kI_d$ , где  $I_{b0}$  ток возбуждения при холостом ходе;  $k$  — коэффициент, характеризующий степень компаундирования; система управления инверторным звеном ПЧФ определяет зависимость угла управления вида  $\beta = \beta_n + 0,0109I_d$  ( $\beta_n$  — значение угла при холостом ходе).

Указанная зависимость угла  $\beta$  от нагрузки обусловлена параметрами датчиков фазных напряжений ВД, установленных на электровозе.

Для построения тяговых характеристик электровоза с ВД с учетом выражения (1) получено уравнение

$$F = 0,367\eta \frac{U_d I_d}{v} = 0,195 \frac{\mu}{D} p L_k \frac{\cos \delta + \cos \beta}{\cos \delta - \cos \beta} I_d^2, \quad (4)$$

где  $\eta$  — к. п. д. зубчатой передачи и двигателя;  $v = 0,1885 \frac{D}{\mu} n$  — скорость движения электровоза;  $D$  —

диаметр колеса колесной пары;  $\mu$  — передаточное отношение зубчатой передачи.

Построение на рис. 3 тяговых характеристик электровоза при способе регулирования поля РМП ( $\beta$ ) произведено при неизменном законе регулирования тока возбуждения  $I_b = 50 + 0,193I_d$ , существующем на опытном электровозе при работе на полном поле и предположении, что ослабление поля реализуется изменением начального угла  $\beta_n$ .

В расчете принят неизменным  $\eta = 0,92$  и использована зависимость напряжения  $U_d$  от тока нагрузки в аналитическом виде  $U_d = 1537 - 0,26I_d$ , рассчитанная для последней ступени регулирования напряжения силового трансформатора и бесконечной мощности контактной сети.

Подобные характеристики построены на рис. 4 и для варианта регулирования поля РМП ( $I_b, \beta$ ). Поскольку для каждого значения угла  $\beta$  возможны различные значения тока  $I_b$  [РМП ( $I_b$ )] в пределах, ограниченных степенью насыщения и условиями коммутации ВД, то приведенные характеристики для каждого из значений угла  $\beta_n$  зависимости  $\beta = \beta_n + 0,0109I_d$  построены лишь для двух случаев регулирования возбуждения:

угол  $\delta$  поддерживается постоянным и равным  $\delta_{\min} = 20^\circ$ ;

угол  $\delta$  уменьшается с ростом нагрузки и достигает граничного значения  $\delta_{\min} = 20^\circ$  при токе  $1,5I_{dH}$ , т. е. изменяется по закону  $\delta = \beta_H - \frac{\beta_H - 20}{1,5I_{dH}} \cdot I_d$ .

В перспективе возможно создание системы управления инверторным звеном ПЧФ, осуществляющей регулирование на поддержание угла постоянным и равным  $\delta_{\min}$  независимо от нагрузки. В этом случае регулирование поля ВД возможно за счет изменения тока возбуждения [РМП ( $I_B$ ),  $\delta = \text{const}$ ]. Так же как и в предыдущем варианте, в пределах указанных ограничений возможны различные законы регулирования тока возбуждения, которые будут определять вид остальных характеристик ВД. Представленная на рис. 4 характеристика при  $\beta_H = 24^\circ$  соответствует закону регулирования возбуждения, при котором обеспечивается максимальный поток  $\Phi_m = 1,2\Phi_H$  и зависимость угла управления  $\beta = 24 + 0,0188I_d$ . Остальные характеристики, соответствующие различной степени ослабления поля ВД, получены при сохранении линейной зависимости  $\beta = \beta_H + 0,0188I_d$ .

Для всех приведенных вариантов характеристик построены ограничения силы тяги условиями сцепления  $F_\phi$  и значениями тока якоря, равными номинальному  $I_{dH}$  и  $1,5I_{dH}$ . Для сравнения нанесена кривая ограничения силы тяги для двигателя типа НБ-418К, которая соответствует второй ступени ослабления поля ОП2, указанной в ПТР [Л. 9] в качестве ограничения по ослаблению поля. Сравнение характеристик при различных способах регулирования поля ВД по степени использования тяговой области электровоза, ограниченной кривыми сцепления  $F_\phi$  и максимальной конструкционной скорости  $v_k$ , показывает:

1. При неизменной зависимости  $\beta(I_d)$ , определяемой системой управления инверторным звеном ПЧФ, область допустимых характеристик ВД ограничена с одной стороны условиями коммутации токов в фазах, а с другой — целесообразной степенью насыщения двигателя. Характеристики внутри этой области могут быть получены путем изменения закона регулирования  $I_B(I_d)$  тока возбуждения.

2. Со смещением зависимости  $\beta(I_d)$  в сторону увеличения угла границы допустимых тяговых характеристик сдвигаются в область больших скоростей (рис. 4). Для обеспечения максимальной скорости необходимо увеличение угла  $\beta$  до  $60-65^\circ$ .

3. Ослабление поля ВД путем регулирования только по каналу управления током возбуждения [РМП ( $I_B$ )] не позволяет использовать всю тяговую область из-за ограничений условиями коммутаций тока в тиристорах ПЧФ. Для электровоза ВЛ80В-661 при таком способе регулирования поля ВД можно достичь увеличения примерно на 10% (до кривой 2, рис. 4) использования тяговой области по сравнению с режимом полного поля. Причем электровоз ВЛ80В уступает электровозу ВЛ80Т при скоростях больше 70 км/ч, а в зоне наиболее часто употребляемых скоростей движения 60—70 км/ч имеет возможность увеличения в среднем на 10% максимальной силы тяги по сравнению с электровозом ВЛ80Т.

4. Для лучшего использования тяговой области необходимо осуществлять регулирование поля ВД либо только по каналу управления углом  $\beta$  [РМП ( $\beta$ )], либо по обоим каналам управления током  $I_B$  и углом  $\beta$  [РМП ( $I_B, \beta$ )]. Применительно к электровозу ВЛ80В такие способы регулирования поля позволяют увеличить использование тяговой области при работе ВД с номинальным током  $I_{dH}$  и более, чем на 10% превысить электровоз ВЛ80Т. Кажущееся незначительное превышение использования тяговой области в данном случае позволяет получить значительное увеличение силы тяги в зоне высоких скоростей движения. При скоростях более 60 км/ч превышение в силе тяги электровоза ВЛ80В по сравнению с электровозом ВЛ80Т возрастает с ростом скорости и достигает значений более 2,5 при максимальной скорости. В зоне скоростей 50—80 км/ч достигается превышение в силе тяги до 50% или же при равных силах тяги скорость движения возрастает на 35—40%, что является существенным для увеличения пропускной способности железных дорог. Возможные кратковременные перегрузки ВД по току (до  $1,5I_{dH}$ ) еще более увеличивают это преимущество.

5. Соображения об использовании тяговой области, высказанные для способов регулирования поля РМП ( $\beta$ ) и РМП ( $I_B, \beta$ ), справедливы и при наличии системы управления инверторным звеном ПЧФ «на постоянство угла  $\delta$ », когда ослабление поля осуществляется изменением зависимости  $I_B(I_d)$  [РМП ( $I_B$ ),  $\delta = \text{const}$ ], так как их основные показатели отличаются незначительно.

Сравнение характеристик по степени использования мощности ВД показывает:

1. Ослабление поля при регулировании поля только по каналу управления током возбуждения

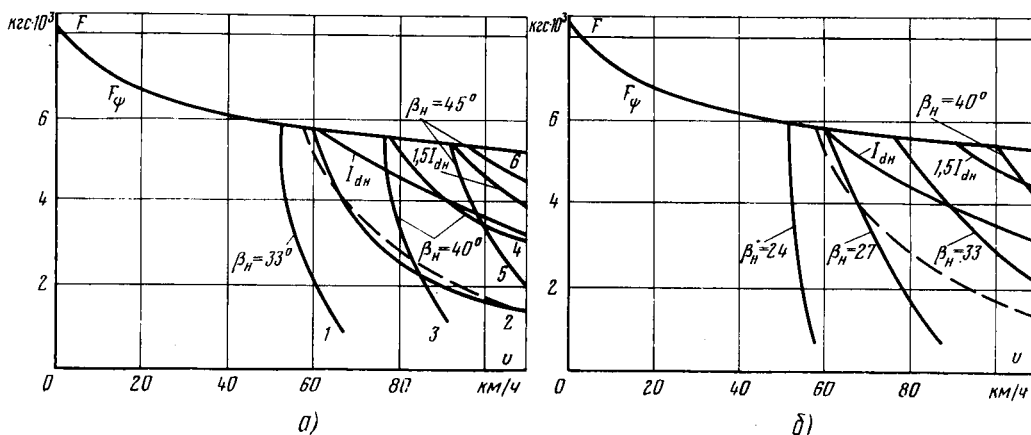


Рис. 4. Тяговые характеристики ВД при способе регулирования поля РМП.

— — — ОП2—ВЛ-80Т.  
а— $\beta = \beta_H + 0,0109I_d$ ; 1, 3, 5— $\delta = \beta_H - \frac{\beta_H - 20}{1,5I_{dH}} I_d$ ; 2, 4, 6— $\delta = 20^\circ = \text{const}$ ;  
б— $\delta = 20^\circ = \text{const}$ ;  $\beta = \beta_H + 0,0188I_d$ .

при неизменной зависимости  $\beta(I_d)$  [РМП ( $I_b$ )] позволяет расширить область использования мощности ВД (до кривой  $P_5$ , рис. 1) по сравнению с полым полем (кривая  $P_4$ , рис. 1) примерно на 10% из-за ограничений условиями коммутации.

2. Ослабление поля ВД при других способах регулирования не накладывает ограничений на использование номинальной мощности  $P_{н2}$  вплоть до конструкционной скорости в то время, как на электровозе ВЛ80Т номинальная мощность  $P_{н1}$  может быть реализована до скорости 65 км/ч (рис. 1).

3. Вследствие большой мощности ВД и возможности лучшего ее использования в зоне скоростей более 55 км/ч возрастает использование области, ограниченной кривыми предельной мощности по сцеплению  $P_\phi$  и конструкционной скорости на 23%, и, следовательно, улучшаются и эксплуатационные показатели электровоза с ВД. Возможные кратковременные перегрузки ВД по току (до  $1,5I_{дн}$ ) увеличивают это преимущество и позволяют достичь практически предельных мощностей, ограниченных по сцеплению вплоть до конструкционной скорости (кривая  $1,5P_{н2}$ , рис. 1).

Из оценки влияния на изменение к. п. д. ВД способов регулирования поля, позволяющих максимально использовать тяговую область и мощность двигателя, следует:

1. Суммарное изменение потерь ВД при ослаблении поля за счет снижения потерь вследствие уменьшения магнитного потока и тока возбуждения и за счет увеличения части потерь, пропорциональных частоте вращения, приводит к снижению к. п. д. ВД.

2. Регулирование скорости вращения ВД путем ослабления поля только по каналу управления углом  $\beta$  [РМП ( $\beta$ )] менее экономично, чем по обоим каналам управления током  $I_b$  и углом  $\beta$  [РМП ( $I_b$ ,  $\beta$ )] вследствие более интенсивного снижения к. п. д. при РМП ( $\beta$ ) по сравнению с РМП ( $I_b$ ,  $\beta$ ). Так, например, ослабление поля ВД при неизменном номинальном токе  $I_{дн}$  («на постоянство мощности») приводит при конструкционной скорости  $v_m = 110$  км/ч к снижению к. п. д. при РМП ( $\beta$ ) на 5%, а в варианте РМП ( $I_b$ ,  $\beta$ ) на 2,2%. Объясняется это тем, что в случае РМП ( $\beta$ ) происходит незначительное снижение магнитного потока в зазоре двигателя ( $\Phi_{min}/\Phi_n = 0,92$ ), а при РМП ( $I_b$ ,  $\beta$ ) снижение магнитного потока существенно ( $\Phi_{min}/\Phi_n = 0,5$ ). Это приводит к тому, что часть потерь в стали, пропорциональных квадрату магнитного потока, во втором случае за счет ослабления потока снижается значительно больше (более чем в 3 раза), чем в первом. Следует отметить и то, что во втором варианте ослабление поля сопровождается уменьшением тока возбуждения и приводит к снижению более чем в 2 раза при токе  $I_{дн}$  потерь в обмотке возбуждения.

3. В варианте регулирования поля с системой управления «на постоянство угла  $\delta$ » [РМП ( $I_b$ ),  $\delta = \text{const}$ ] минимальное значение магнитного потока при токе  $I_{дн}$  равно  $\Phi_{min}/\Phi_n = 0,55$  и в отношении изменения потерь в стали этот вариант аналогичен способу РМП ( $I_b$ ,  $\beta$ ).

Произведенная выше сравнительная оценка способов ослабления поля ВД по нескольким критериям показывает на их различное влияние на показатели как самого двигателя, так и привода в целом. При наличии независимого автоматически регулируемого возбуждения наиболее перспективным представляется способ регулирования магнитного потока ВД изменением тока возбуждения совместно с системой управления инверторным звеном «на постоянство угла  $\delta$ ». Внедрение в перспективе такой системы, а в дальнейшем и системы «на постоянство времени окончания коммутации» на электровозе с ВД целесообразно не только из соображений возможности значительного увеличения степени использования тяговой области и номинальной мощности и улучшения энергетических показателей, но и из условий большей простоты при технической реализации ослабления поля, возможности полной автоматизации управления ослабления поля ВД в перспективе и регулирования сил тяги и торможения электровоза по расчетным значениям ограничивающих параметров.

На первом этапе внедрения ослабления поля вентильных двигателей при наличии системы управления инверторным звеном ПЧФ, аналогичной имеющейся на опытном электровозе ВЛ80В-661, может быть рекомендована система ослабления поля по наиболее экономичному способу совместного регулирования тока возбуждения  $I_b$  и угла управления  $\beta$ . Реализация такой системы на опытном электровозе с ВД не потребует значительных изменений основной системы управления и не вызовет принципиальных затруднений, но позволит существенно улучшить тяговые свойства в области высоких скоростей движения.

Таким образом, применение ослабления поля тягового вентильного двигателя позволяет практически полностью использовать тяговую область электровоза и номинальную мощность двигателя и этим существенно улучшить тяговые свойства в области высоких скоростей движения и полнее реализовать преимущества ЭПС с ВД.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихменев Б. Н. Перспективы развития электровозов. — «Железнодорожный транспорт», 1971, № 10, с. 5—12.
2. Баранов Б. К., Сокут Л. Д. Опытный электровоз с вентильными двигателями. — «Электрическая и тепловая тяга», 1972, № 3, с. 20—21.
3. Электровоз с вентильными двигателями. — «Железнодорожный транспорт», 1971, № 4. Авт.: Н. А. Сорин, Б. К. Баранов, Б. А. Стромин, Л. Д. Сокут.
4. Елкин С. Н., Янов В. П., Чернявский С. Н. Электровозостроение в СССР. — «Электрическая и тепловая тяга», 1973, № 11, с. 4—7.
5. Петров Ю. П. Оптимальное управление электроприводом. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961. 187 с.
6. Розенфельд В. Е., Исаев И. П., Сидоров Н. Н. Электрическая тяга. М., Трансжелдориздат, 1962. 347 с.
7. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. М.—Л., «Энергия», 1965, ч. II. 704 с.
8. Кучумов В. А., Новиков В. К. Работа вентильного тягового двигателя при пульсирующем токе. — «Труды ВНИИЖТ», М., «Транспорт», 1970, вып. 416, с. 3—16.
9. Правила тяговых расчетов для поездной работы. М., «Транспорт», 1969. 319 с.

[15.1.1974]



# Определение потерь в стальных цилиндрических экранах кольцевого сечения с учетом намагниченности и вихревых токов

Академик АН СССР [НЕЙМАН Л. Р.], канд. техн. наук КУЗНЕЦОВ И. Ф., инж. БУЧЕЛЬНИКОВ А. Б.

Ленинградский политехнический институт

В связи с разработкой новых типов герметизированных высоковольтных линий электропередачи и электрических аппаратов с применением газовой изоляции под давлением большой интерес представляют не только вопросы исследования электрических полей с точки зрения высокого напряжения, но и вопросы определения различных электромагнитных характеристик токоведущей системы в целом.

В герметизированных устройствах система проводов с током располагается в области пространства, ограниченной, как правило, стенками проводящих цилиндров из ферромагнитного или неферромагнитного материалов с достаточно большими геометрическими размерами по сечению.

В статье приводятся результаты теоретического и экспериментального исследования потерь электромагнитной энергии в стальных цилиндрах кольцевого сечения, так как применение труб с периметром сечения круговой формы является вполне перспективным, а выбор материала в значительной мере определяется технико-экономическими показателями, зависящими в свою очередь и от величины потерь энергии.

Достаточно строгая количественная оценка потерь энергии в стальных трубах, имеющих конечную величину магнитной проницаемости, конечную проводимость и конечную толщину стенки (до 10—12 мм) при промышленной и повышенных частотах имеет исключительно большое значение для решения многих вопросов проектирования рациональных конструкций токоведущих систем в линиях электропередач различного класса напряжений, электрических аппаратов и других устройств.

Если ограничиться рассмотрением некоторых конструктивных решений высоковольтной токоведущей системы для передачи энергии, то прежде всего возникает необходимость в решении задач по определению потерь для системы протяженных проводов с током, расположенных в общем стальном экране, либо для системы проводов, каждый из которых заэкранирован в отдельности. Поэтому в качестве основной цели данной работы ставилась задача обоснования и вывода расчетного метода определения потерь для одного, двух и трех линейных проводов с током, расположенных во внутренней области по отношению к экрану.

Для получения достаточно простого решения задачи по определению потерь в массивных экранах из ферромагнитного материала с нелинейными свойствами, приемлемого для практических расчетов, примем следующие допущения:

токоведущая система с экраном является бесконечно протяженной;

основные токи сосредоточены в линейных проводах весьма малого сечения.

Исследования электрических и магнитных свойств материалов стальных труб, выпускаемых промышленностью в настоящее время, по-

казывают, что удельная проводимость материала имеет значение не ниже  $\gamma = 5 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}$ ,

а статическая магнитная проницаемость в зависимости от напряженности магнитного поля приобретает значения (50—60) $\mu_0$  при очень слабых полях (1000—2000) $\mu_0$  в средних полях, если  $\mu \approx \mu_{\text{max}}$ , и  $\mu = (100—50)\mu_0$  при  $H > 10\,000$  А/м. Следовательно, при промышленной частоте максимально возможная величина эквивалентной глубины проникновения составит около 4—5 мм. Таким образом, для реальных конструкций экранов с толщиной стенки  $t$  около 10—12 мм экран можно считать непрозрачным при любом значении напряженности магнитного поля. Последнее обстоятельство дает возможность существенно упростить подход к анализу распределения электромагнитного поля и, в конечном итоге, к определению потерь.

При рассмотрении вопроса о распределении плоскопараллельного магнитного поля в области, заключенной внутри экрана, имеющего высокую магнитную проницаемость материала ( $\mu' \geq 50\mu_0$ ) и толщину стенки  $t \geq 2\Delta$ , нетрудно убедиться, что магнитная индукция в любой точке с достаточно высокой степенью точности может быть определена как результат действия основных токов в проводах и их отображений относительно круговой цилиндрической поверхности. При значениях магнитной проницаемости стальной среды  $\mu' \geq 50\mu_0$  отображаемые токи будут иметь ту же величину и тот же знак, что и основные токи. Это обстоятельство позволяет относительно просто найти значения нормальных составляющих вектора магнитной индукции  $B_n$  на поверхности раздела двух сред (воздух—сталь) в каждой точке внутреннего периметра экрана, считая  $\mu_{\text{ст}} = \infty$ .

По известному значению нормальной составляющей индукции определится магнитный поток, входящий через произвольный элемент поверхности границы раздела, и, следовательно, магнитный поток, проходящий в теле экрана через сечение, нормаль которого перпендикулярна радиусу. Магнитный поток является функцией периметра сечения внутренней поверхности экрана.

В [Л. 1] показано, что мощность потерь в ферромагнитном стержне с периметром  $u$  на длине  $dx$  с учетом нелинейной зависимости  $B(H)$  и наличии потерь на гистерезис по найденному потоку  $\Phi$  может быть подсчитана по формуле:

$$\frac{dp}{dx} = 0,74 \Phi^2(x) \frac{\omega}{u} \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\mu_E}}$$

Это выражение применительно к экрану кругового сечения с длиной  $l$  можем записать в виде:

$$\frac{dp}{Rd\alpha} = 0,74 \Phi^2(\alpha) \frac{\omega}{l} \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\mu_E}}$$

где  $\alpha$  — угол, характеризующий точку на экране;  $\omega$  — угловая частота;  $\mu_E$  — значение магнитной проницаемости материала экрана при  $H = H_{\text{е.эф}}$ , определяемое по основной кривой намагничивания;  $\gamma$  — удельная проводимость;  $Rd\alpha$  — элемент длины периметра сечения внутренней поверхности экрана.

Мощность потерь  $p$  во всем теле экрана получается интегрированием вдоль всего периметра сечения:

$$p = \int_0^{2\pi} \frac{dp}{Rd\alpha} Rd\alpha = 0,74 \frac{\omega}{l} V \overline{\omega \gamma} \int_0^{2\pi} \frac{\Phi^2(\alpha)}{V \mu_E} Rd\alpha. \quad (1)$$

При расчете потерь по формуле (1) целесообразно использовать нелинейную связь между величинами  $\Phi(\alpha)$  и  $\mu_E$ , вытекающую из взаимосвязи магнитного потока с вихревым током

$$dl = \Phi |dz_M|,$$

где  $dz_M$  — комплексное магнитное сопротивление участка ферромагнитного тела вдоль линии магнитного потока, определяемое [Л. 2] в виде

$$dz_M = dR_M + j dX_M = \frac{dx}{u} (0,45 + j0,74) \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\mu_E}}.$$

Отсюда для экранов кругового сечения можем записать:

$$\Phi(\alpha) = \frac{dl}{|dz_M|} = \frac{H_{\text{е.эф}}(\alpha) Rd\alpha}{\frac{Rd\alpha}{l} 0,86 \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\mu_E}}}$$

или

$$\frac{\Phi(\alpha)}{l} = \frac{H_{\text{е.эф}}(\alpha) V \mu_0 V \mu_{\text{отн}}}{0,86 V \omega \gamma}. \quad (2)$$

Последнее выражение при наличии статической характеристики  $B = f(H)$  или  $\mu = f(H)$  позволяет построить зависимость  $V \mu_{\text{отн}} = f \left[ \frac{\Phi(\alpha)}{l} \right]$ , которая вво-

дится в расчет мощности потерь. Эту зависимость удобнее для расчетов представить графически. Магнитный поток  $\Phi$  определяется как функция угла  $\alpha$  из условия бесконечно большой магнитной проницаемости.

Для того чтобы найти общее выражение для определения магнитных потоков рассмотрим следующие варианты: один провод с током внутри экрана, два провода с прямым и обратным током, а также симметричную трехфазную систему проводов.

**Один проводник с током внутри экрана.** Расчетная модель для определения нормальной составляющей индукции для случая, когда внутри экрана в точке  $A$  расположен один линейный проводник с током  $i$ , направленным от нас, показана на рис. 1, а. Отображаемый ток того же знака и той же величины будет расположен в точке  $B$  с соблюдением условия  $OA \cdot OB = R^2$ . В произвольно выбранной точке  $P$  на границе раздела нормальная составляющая индукции, обусловленная двумя токами, запишется в виде [Л. 3]

$$B_n = \frac{\mu_0 i}{\pi} \frac{1}{BP} \sin \varphi.$$

Через элемент поверхности  $Rd\alpha l$ , нормаль  $N$  которой совпадает с радиусом, длина  $l$  с продольной осью экрана, входит поток

$$d\Phi = B_n l Rd\alpha \text{ или } d\Phi/l = B_n Rd\alpha.$$

Для определения магнитного потока  $\Phi(\alpha)$ , проходящего через сечение от точки  $P$  по нормали  $N$ , необходимо просуммировать элементарные потоки  $\Phi(\alpha)/l$ , входящие слева от точки  $P$  в тело экрана, т. е.

$$\begin{aligned} \frac{\Phi(\alpha)}{l} &= \int_{\alpha}^{\pi} B_n Rd\alpha = \frac{\mu_0 i}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sin \varphi}{BP} Rd\alpha = \\ &= \frac{\mu_0 i}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sin \varphi d\alpha}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{OB}{R}\right)^2 - 2 \frac{OB}{R} \cos \alpha\right]}}. \end{aligned}$$

Если учесть (рис. 1, а), что

$$\sin \alpha = \frac{PD}{R}; \quad \sin \varphi = \frac{PD}{AP};$$

$$\frac{AP}{BP} = \frac{AC}{BC},$$

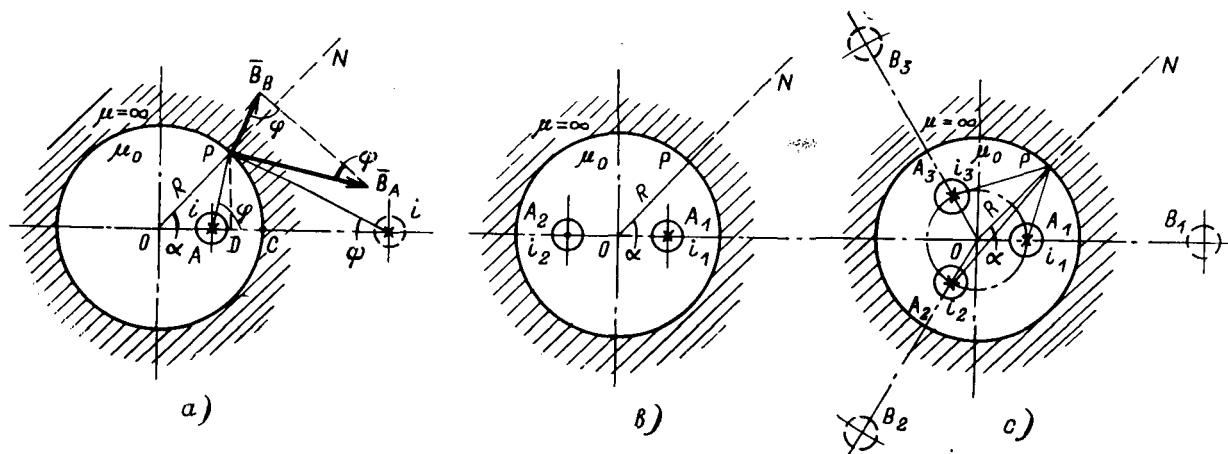


Рис. 1. Расчетные модели для определения нормальной составляющей индукции по периметру внутренней поверхности экрана.

$$a-y = \frac{OA}{R}; \quad b-y = \frac{OA_1}{R} = \frac{OA_2}{R}, \quad i_1 = i, \quad i_2 = -i; \quad c-y = \frac{OA_1}{R} = \frac{OA_2}{R} = \frac{OA_3}{R}, \quad i_1 + i_2 + i_3 = 0.$$

то

$$\sin \varphi = \frac{R}{AP} \sin \alpha = \frac{R}{BP} \frac{BC}{AC} \sin \alpha.$$

Через заданные геометрические размеры  $AC$ ,  $BC$ ,  $OB$  поток определится выражением:

$$\frac{\Phi(\alpha)}{l} = \frac{\mu_0 i}{\pi} \left( \frac{BC}{AC} \right) \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sin \alpha d\alpha}{1 + \left( \frac{OB}{R} \right)^2 - 2 \frac{OB}{R} \cos \alpha}.$$

После интегрирования с учетом

$$\int \frac{\sin x dx}{a + b \cos x} = -\frac{1}{b} \ln(a + b \cos x)$$

получим:

$$\frac{\Phi(\alpha)}{l} = \frac{\mu_0 i}{2\pi} \left( \frac{BC}{AC} \right) \frac{R}{OB} \times \\ \times \ln \left[ \frac{1 + \left( \frac{OB}{R} \right)^2 + 2 \frac{OB}{R}}{1 + \left( \frac{OB}{R} \right)^2 - 2 \frac{OB}{R} \cos \alpha} \right].$$

Если задаться только  $R$  и размером  $OA$ , а также их соотношением  $\frac{OA}{R} = y$  ( $0 \leq y \leq 1$ ) и выразить  $BC$ ,  $AC$ ,  $OB$  через  $y$ , то

$$\frac{\Phi(\alpha)}{l} = \frac{\mu_0 i}{2\pi} \ln \left[ \frac{(1+y)^2}{1+y^2-2y \cos \alpha} \right]. \quad (3)$$

Таким образом, выражение (3) дает возможность определить величину магнитного потока в произвольно выбранной точке  $P$  с координатой  $\alpha$  при заданном законе изменения тока во времени в случае одного провода.

При синусоидальном процессе  $i = I_m \sin \omega t$  действующее значение потока равно:

$$\frac{\Phi_{\text{эф}}(\alpha)}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} I \ln \left[ \frac{(1+y)^2}{1+y^2-2y \cos \alpha} \right]. \quad (4)$$

Два проводника с током в экране. Рассмотрим случай, когда провода расположены на одной оси и в них протекают прямой и обратный токи ( $i_1 = i$ ,  $i_2 = -i$ ). Расчетная модель для определения нормальной составляющей индукции и соответственно потока в теле экрана показана на рис. 1, б.

$$\begin{aligned} \frac{\Phi(\alpha)}{l} &= \frac{1}{l} [\Phi_1(\alpha) + \Phi_2(\alpha)] = \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ i_1 \ln \left[ \frac{(1+y)^2}{1+y^2-2y \cos \alpha} \right] + \right. \\ &\quad \left. + i_2 \ln \left[ \frac{(1+y)^2}{1+y^2-2y \cos(\alpha + \pi)} \right] \right\} = \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \{ (i_1 + i_2) \ln(1+y^2) - i_1 \ln(1+y^2-2y \cos \alpha) - \\ &\quad - i_2 \ln[1+y^2-2y \cos(\alpha + \pi)] \} = \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ (i_1 + i_2) \ln(1+y^2) - \right. \\ &\quad - i_1 \ln(1+y^2) \left( 1 - \frac{2y}{1+y^2} \cos \alpha \right) - \\ &\quad \left. - i_2 \ln(1+y^2) \left[ 1 - \frac{2y}{1+y^2} \cos(\alpha + \pi) \right] \right\} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ (i_1 + i_2) \ln(1+y^2) - \right. \\ &\quad - (i_1 + i_2) \ln(1+y^2) - i_1 \ln \left( 1 - \frac{2y}{1+y^2} \cos \alpha \right) - \\ &\quad \left. - i_2 \ln \left[ 1 - \frac{2y}{1+y^2} \cos(\alpha + \pi) \right] \right\}. \end{aligned}$$

Здесь  $y = \frac{OA_1}{R} = \frac{OA_2}{R}$ . Учтем, что  $i_1 = i$  и  $i_2 = -i$ , а также введя обозначение  $k = \frac{2y}{1+y^2}$ , получим:

$$\begin{aligned} \frac{\Phi(\alpha)}{l} &= \frac{\mu_0}{2\pi} \{ -i \ln(1 - k \cos \alpha) + \\ &\quad + i \ln[1 - k \cos(\alpha + \pi)] \} = \frac{\mu_0 i}{2\pi} \ln \frac{1 + k \cos \alpha}{1 - k \cos \alpha}. \quad (5) \end{aligned}$$

При синусоидальном токе в проводах действующее значение потока равно:

$$\frac{\Phi_{\text{эф}}(\alpha)}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} I \ln \frac{1 + k \cos \alpha}{1 - k \cos \alpha}. \quad (6)$$

Трехфазная система токов внутри экрана. В случае симметричного расположения трех проводов (рис. 1, с) магнитный поток для произвольного значения  $\alpha$  определится на основании выражения (3) как сумма составляющих потока, обусловленных отдельными токами  $i_1$ ,  $i_2$  и  $i_3$ :

$$\begin{aligned} \frac{\Phi(\alpha)}{l} &= \frac{1}{l} [\Phi_1(\alpha) + \Phi_2(\alpha) + \Phi_3(\alpha)] = \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ i_1 \ln \left[ \frac{(1+y)^2}{1+y^2-2y \cos \alpha} \right] + \right. \\ &\quad + i_2 \ln \left[ \frac{(1+y)^2}{1+y^2-2y \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right)} \right] + \\ &\quad \left. + i_3 \ln \left[ \frac{(1+y)^2}{1+y^2-2y \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right)} \right] \right\} = \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ (i_1 + i_2 + i_3) \ln(1+y^2) - i_1 \ln(1+y^2-2y \cos \alpha) - \right. \\ &\quad - i_2 \ln \left[ 1+y^2-2y \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \right] - \\ &\quad \left. - i_3 \ln \left[ 1+y^2-2y \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) \right] \right\}. \quad (7) \end{aligned}$$

В выражении (7) учтены координаты линейных токов  $y = \frac{OA_1}{R} = \frac{OA_2}{R} = \frac{OA_3}{R}$ , и оно позволяет рассчитать магнитный поток как функцию времени при произвольном законе изменения тока.

Для трехфазной симметричной системы токов  $i_A = I_m \sin \omega t$ ,  $i_B = I_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$ ,  $i_C = I_m \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$  с учетом  $i_A + i_B + i_C = 0$  выражение (7) примет вид:

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\mu_0} \frac{\Phi(\alpha)}{l} &= -i_A \ln(1+y^2-2y \cos \alpha) - \\ &- i_B \ln \left[ 1+y^2-2y \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \right] - \\ &- i_C \ln \left[ 1+y^2-2y \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) \right]. \end{aligned}$$

Поскольку для расчета мощности потерь следует определить действующее значение магнитного потока, то целесообразно логарифмические функции от переменных  $y$  и  $\alpha$  представить в виде тригонометрических рядов, используя известное разложение

$$\ln(1 + y^2 - 2y \cos \alpha) = -2 \sum_{q=1}^{\infty} \frac{y^q}{q} \cos q\alpha.$$

В результате разложения для симметрично расположенных внутри экрана трех проводов с трехфазной симметричной системой токов получаем выражение для магнитного потока в виде:

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\mu_0} \frac{\Phi(\alpha)}{l} = & -i_A \left( -2y \cos \alpha - y^2 \cos 2\alpha - \right. \\ & - \frac{2}{3} y^3 \cos 3\alpha - \frac{1}{2} y^4 \cos 4\alpha - \frac{2}{5} y^5 \cos 5\alpha - \dots \Big) - \\ & - i_B \left[ -2y \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) - y^2 \cos \left( 2\alpha + \frac{4\pi}{3} \right) - \right. \\ & - \frac{2}{3} y^3 \cos \left( 3\alpha + 2\pi \right) - \frac{1}{2} y^4 \cos \left( 4\alpha + \frac{8\pi}{3} \right) - \\ & \left. - \frac{2}{5} y^5 \cos \left( 5\alpha + \frac{10\pi}{3} \right) - \dots \right] - \\ & - i_C \left[ -2y \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) - y^2 \cos \left( 2\alpha + \frac{8\pi}{3} \right) - \right. \\ & - \frac{2}{3} y^3 \cos \left( 3\alpha + 4\pi \right) - \frac{1}{2} y^4 \cos \left( 4\alpha + \frac{16\pi}{3} \right) - \\ & \left. - \frac{2}{5} y^5 \cos \left( 5\alpha + \frac{20\pi}{3} \right) - \dots \right]. \end{aligned}$$

Из последнего выражения нетрудно получить отдельные пространственные гармоники магнитного потока:

первая пространственная гармоника

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\mu_0} \frac{1}{l} \Phi^{(1)}(\alpha) = & 2yI_m \left[ \sin \omega t \cos \alpha + \right. \\ & + \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) + \\ & \left. + \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) \right] = 3yI_m \sin(\omega t + \alpha); \end{aligned}$$

вторая гармоника

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\mu_0} \frac{1}{l} \Phi^{(2)}(\alpha) = & y^2 I_m \left[ \sin \omega t \cos 2\alpha + \right. \\ & + \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( 2\alpha + \frac{4\pi}{3} \right) + \\ & \left. + \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left( 2\alpha + \frac{8\pi}{3} \right) \right] = \\ = & \frac{3}{2} y^2 I_m \sin(\omega t - 2\alpha); \end{aligned}$$

третья гармоника

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\mu_0} \frac{1}{l} \Phi^{(3)}(\alpha) = & \frac{2}{3} y^3 I_m \left[ \sin \omega t \cos 3\alpha + \right. \\ & + \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( 3\alpha + 2\pi \right) + \\ & \left. + \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left( 3\alpha + 4\pi \right) \right] = 0; \end{aligned}$$

четвертая гармоника

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\mu_0} \frac{1}{l} \Phi^{(4)}(\alpha) = & \frac{1}{2} y^4 I_m \left[ \sin \omega t \cos 4\alpha + \right. \\ & + \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( 4\alpha + \frac{8\pi}{3} \right) + \\ & \left. + \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left( 4\alpha + \frac{16\pi}{3} \right) \right] = \\ = & \frac{3}{4} y^4 I_m \sin(\omega t + 4\alpha) \text{ и т. д.} \end{aligned}$$

Если произвести количественную оценку амплитуд высших гармоник по отношению к амплитуде 1-й гармоники с учетом того, что геометрический параметр  $y$  всегда меньше единицы, то нетрудно будет убедиться, что амплитуда 4-й гармоники составляет менее 5% амплитуды 1-й гармоники. Поэтому при разложении в гармонический ряд можно ограничиться первыми четырьмя-пятью членами, а остальными пренебречь ввиду их малости.

В итоге для симметричной трехфазной системы токов общее выражение для магнитного потока в зависимости от угла  $\alpha$  и времени  $t$  приобретает вид:

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\mu_0} \frac{\Phi(\alpha)}{l} = & 3yI_m \left[ \sin(\omega t + \alpha) + \right. \\ & \left. + \frac{1}{2} y \sin(\omega t - 2\alpha) + \frac{1}{4} y^3 \sin(\omega t + 4\alpha) \right], \end{aligned} \quad (8)$$

а действующее значение потока

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\mu_0} \frac{1}{l} \Phi_{\text{эф}}(\alpha) = & 3yI_m \times \\ & \times \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \sin(\omega t + \alpha) + \frac{1}{2} y \sin(\omega t - 2\alpha) + \right.} \\ & \left. + \frac{1}{4} y^3 \sin(\omega t + 4\alpha) \right]^2 dt} = 3yI_m \times \\ & \times \sqrt{1 + y \cos \alpha \left( 1 + \frac{1}{2} y^2 \right) + \frac{1}{4} y^2 (1 + y^2 \cos 6\alpha)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Магнитные потоки в теле протяженного стального экрана для рассмотренных систем проводов

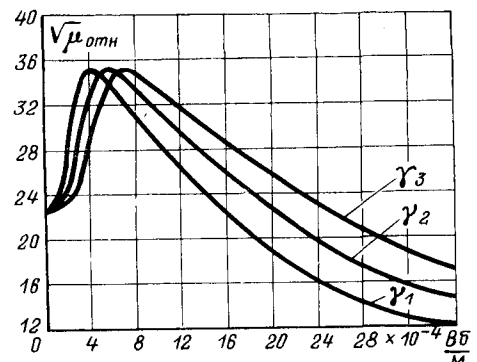


Рис. 2. Зависимость относительной магнитной проницаемости от расчетного магнитного потока

$$\left( \gamma_1 = 5,85 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}; \gamma_2 = 3,54 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}; \gamma_3 = 2,36 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}} \right).$$

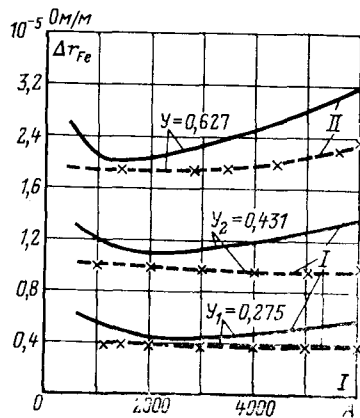


Рис. 3. Вносимое активное сопротивление экрана на единицу длины в зависимости от тока для системы двух проводов в общем экране (I) и для симметричной трехфазной системы проводов в общем экране (II).

— расчет;  
- - - эксперимент.

с токами, рассчитанные по формулам (4), (6) и (9), с достаточно высокой точностью (около 10%) совпадают с экспериментальными данными. Однако при определении мощности потерь в стальном экране согласно уравнению (1) может иметь место расхождение расчетных и экспериментальных результатов больше, чем для магнитных потоков. Уравнение (1) основывается на формулах для определения параметров ферромагнитной проводящей среды, полученных в результате теоретического и экспериментального исследований с определенными допущениями, подробно рассмотренными в [Л. 2]. Там же дается оценка точности метода расчета параметров для слабых, средних и сильных магнитных полей.

Покажем, что рассмотренный в статье метод может быть использован для определения потерь в стальных трубчатых экранах современного сортамента, а также для расчета вносимого активного сопротивления и внутренней индуктивности экрана. Для этого проведем сравнение расчетных и экспериментальных данных. Экспериментальные результаты были получены для пофазно экранированного токопровода, а также для двух и трех проводов, заключенных в общем экране.

При сопоставлении экспериментов и расчетов, соответствующих большим величинам токов, следует обратить особое внимание на возможную значительную температурную зависимость удельной проводимости  $\gamma = 1/\rho$  стали.

Известно, что удельное сопротивление стали  $\rho$  увеличивается с ростом температуры согласно

$$\rho = \rho_{20} \cdot (1 + 0,0055\theta + 9 \cdot 10^{-6}\theta^2).$$

Поэтому при нагреве экрана на 100°C выше температуры окружающей среды, равной 20°C, выражение перед интегралом в формуле (1) из-за изменения электропроводности стали уменьшится в 1,28 раза, а поток в зависимости  $V_{\text{потн}} = f \left[ \frac{\Phi(\alpha)}{l} \right]$  увеличится в 1,28 раза для одного и того же

значения  $V_{\text{потн}}$ . Неучет этого обстоятельства приводит к расхождению в определении мощности потерь в экране на десятки и сотни процентов в зависимости от тока в проводах, т. е. в зависимости от перегрева экрана.

Для случая одного проводника с током внутри экрана выражение (4) дает значение потока в стенке экрана, вызванного несоосностью проводника с током относительно экрана. Расчет потерь от этого потока показал, что они не превышают 2% полных потерь в экране. Эксперименты, проведенные на стальной трубе с внешним диаметром  $D=245$  мм, толщиной

стенки 10 мм (значение  $\gamma$  и зависимость  $V_{\text{потн}} = f \left[ \frac{\Phi(\alpha)}{l} \right]$  указаны на рис. 2), полностью подтвердили этот расчет. Для различных значений несоосности между токоведущим проводом и экраном определялись значения вносимого активного

сопротивления экрана  $\Delta r_{\text{Fe}} = \frac{\Delta p_{\text{Fe}}}{I^2}$  в зависимости от тока, значение которого изменялось в широком диапазоне: от 100 до 5000 А. Проведенное сравнение данных показало, что даже большие отклонения провода с током от центра ферромагнитного экрана с высокой  $\mu$  приводят к весьма незначительным изменениям мощности потерь в самом экране.

Вносимое внутреннее индуктивное сопротивление, обусловленное стальным экраном, может быть подсчитано с достаточной высокой точностью согласно [Л. 2] как:

$$\Delta x_{\text{Fe}} = 0,6 \Delta r_{\text{Fe}}.$$

При экспериментальных исследованиях были учтены рекомендации по выбору метода измерения и расположению измерительных контуров, приведенные в [Л. 4 и 5].

Эксперименты для системы двух и трех проводов в общем экране относятся к стальной трубе с внешним диаметром  $D=528$  мм и толщиной стенки 9 мм, с удельной электропроводностью и основной кривой намагничивания такими же, как и для трубы, использованной в опытах для одного провода с током. Для системы двух проводов в экране были выбраны два значения геометрического параметра  $y_1=0,275$  и  $y_2=0,431$ , для трехфазной экранированной системы  $y=0,627$ . На рис. 3,а представлены расчетные и экспериментальные кривые зависимости вносимого активного сопротивления экрана на

единицу длины  $\Delta r_{\text{Fe}} = \frac{\Delta p_{\text{Fe}}}{2I^2}$  в функции от тока для системы двух проводов в общем экране. На рис. 3,б для трехфазной системы сплошной линией показано вносимое активное сопротивление экрана на одну фазу  $\Delta r_{\text{Fe}} = \frac{\Delta p_{\text{Fe}}}{3I^2}$ , рассчитанное с применением формул (8), (1) и (2), а также в зависимости от тока. Точки на пунктирной кривой нанесены по результатам опыта.

**Вывод.** Введение для стальных ферромагнитных экранов  $\mu=\infty$  вместо реального значения магнитной проницаемости в расчеты по определению потока в теле экрана позволяет с достаточно высокой точностью (около 10%) получить совпадение расчетных и экспериментальных результатов.

По найденному значению магнитного потока имеется возможность определить величину мощности в экранах согласно уравнению (1) с учетом намагниченности и вихревых токов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р. О методе расчета потерь в ферромагнитных элементах ограждающей и поддерживающей конструкции мощных токопроводов. — «Труды ЛПИ», 1966, № 273.
2. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. Л., Госэнергоиздат, 1949.
3. Хэг Б. Электромагнитные расчеты. ОНТИ НКТП, Энергоиздат, 1934.
4. Нейман Л. Р., Зайцев И. А., Кузнецов И. Ф. О методе точного измерения активного сопротивления проводов сложной формы сечения. — «Электричество», 1962, № 9, с. 1—7.
5. Кузнецов И. Ф. Измерение потерь в трехфазном массивном токопроводе. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1963, № 12.

[29.5.1975]



# Расчет неоднородности магнитного поля многовиткового однослойного соленоида с соосным проводящим цилиндром

Инж. БАРАНОВ М. И., канд. техн. наук БЕЛЫЙ И. В.

Харьковский политехнический институт

При обработке проводящих тел импульсным магнитным полем широкое применение находят многовитковые однослойные соленоиды, работающие в условиях резко выраженного поверхностного эффекта [Л. 1 и 2]. Важным вопросом, возникающим при проектировании и работе вышеупомянутых электротехнических устройств той или иной конфигурации, является расчет распределения магнитного поля в изоляционных областях, примыкающих к обрабатываемому телу и виткам однослойного соленоида.

Статья посвящена приближенному расчету неоднородности магнитного поля в изоляционном пространстве между массивным многовитковым однослойным соленоидом прямоугольного сечения витков и соосно расположенным внутри соленоида массивным проводящим цилиндром. Решение этой задачи в виде простых аналитических выражений представляет практический и теоретический интерес при использовании импульсных магнитных полей как для технологических целей (магнитно-импульсная обработка металлов [Л. 3], высокочастотный индукционный нагрев [Л. 4]), так и для физических исследований.

Рассмотрим магнитное поле в непроводящей области между бесконечно длинными массивными многовитковым однослойным соленоидом с прямоугольным сечением витков и соосным проводящим круглым цилиндром вблизи межвиткового изоляционного зазора  $2h$  соленоида при условиях  $R \gg \delta$ ,  $\delta \ll a$ ,  $a \gg 2h$  и в предположении резкого проявления поверхностного эффекта в цилиндре и соленоиде (рис. 1) \*. В этом случае магнитное поле рассматриваемой системы, созданное, например, вследствие высокочастотного разряда на соленоид предварительно заряженной конденсаторной батареи, в непроводящей области между соленоидом и цилиндром можно считать плоскопараллельным.

Пренебрегая влиянием других межвитковых зазоров, допускаем, что рабочий диэлектрический зазор  $\delta$  представляет собой бесконечную в обе стороны полосу. Предположим, что нелинейные среды в исследуемой электромагнитной системе отсутствуют, а напряженность магнитного поля снаружи соленоида пренебрежимо мала. При этом высоту витков соленоида  $b$  можно считать бесконечно большой и рассматриваемую область плоскопараллельного поля на комплексной плоскости  $\omega$  можно представить в виде пятиугольника  $A_1A_3A_4A_5A_6$  (см. рис. 1). Магнитная индукция такого поля для случая, когда поверхностный эффект в соленоиде и цилиндре проявляется резко, может быть выражена следующим образом:

$$B = \frac{\Phi}{2\pi R} \left| \frac{dz}{d\omega} \right|, \quad (1)$$

\* Для упрощения рис. 1 соленоид на нем схематически изображен двухвитковым.

где  $\Phi$  — величина полного магнитного потока в рабочем зазоре  $\delta$ ;  $z(\omega) = x + iy$  — функция комплексного переменного, отображающая область поля в плоскости  $\omega = u + iv$  (рис. 1) на полосу единичной ширины  $0 \leq \text{Im} z \leq 1$ .

Для отыскания модуля производной  $\frac{dz}{d\omega}$  вначале воспользуемся конформным отображением верхней полуплоскости в комплексной плоскости  $\omega = \eta + i\xi$  на область поля в плоскости  $\omega$ .

Функция, осуществляющая это отображение, имеет вид [Л. 5]:

$$\omega(\eta) = \frac{2i}{\pi} \left( \delta \operatorname{arctg} \frac{\omega \delta}{h \sqrt{\omega^2 - k^2}} + h \operatorname{arth} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 - k^2}} \right), \quad (2)$$

$$\text{где } k^2 = \frac{h^2 + \delta^2}{h^2}.$$

Отрезок  $[-1, 1]$  действительной оси  $\eta$  плоскости  $\omega$  переходит при этом в прямую  $A_1A_2A_3$ , а остальная часть оси — в следы границ витков  $A_1A_6A_5$  и  $A_3A_4A_5$ . Далее производим дополнительное конформное отображение верхней полуплоскости  $\omega$  на полосу  $0 \leq \text{Im} z \leq 1$ . При заданном соответствии границ этому отображению удовлетворяет функция

$$z(\omega) = \frac{2}{\pi} \operatorname{arth} \omega. \quad (3)$$

Опуская промежуточные преобразования, из формул (1)–(3) для индукции магнитного поля в рассматриваемой области имеем:

$$B = \frac{\Phi}{2\pi R \left| \sqrt{\omega^2 h^2 - h^2 - \delta^2} \right|}. \quad (4)$$

Для оценки неравномерности магнитного поля системы введем понятие коэффициента его неоднородности:

$$\alpha = 1 - B_{\min}/B_{\max}, \quad (5)$$

где  $B_{\min}$ ,  $B_{\max}$  — соответственно наименьшая и наибольшая величины индукции в исследуемых областях изоляционного пространства рассматриваемой системы.

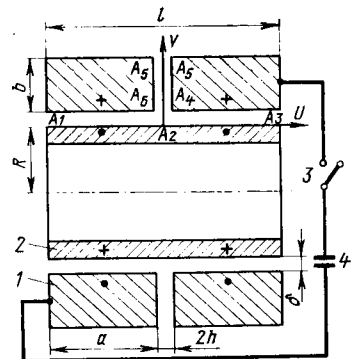


Рис. 1. Расчетная схема конструкции многовиткового однослойного соленоида, внутри которого помещен проводящий цилиндр, и электрическая цепь источника энергии.

1 — соленоид; 2 — цилиндр; 3 — коммутатор; 4 — конденсаторная батарея (точками и крестиками обозначены направления протекания токов в соленоиде и цилиндре).

Ограничимся анализом распределения магнитного поля вдоль границ проводящих областей. В то же время отметим, что расчет поля в произвольных точках внутри исследуемого непроводящего объема не представляет особых трудностей и для каждого конкретного случая может быть произведен с помощью выражений (2), (4) и (5).

Первоначально исследуем распределение магнитной индукции на поверхностях витков соленоида вдоль кривых  $A_3A_4A_5$  и  $A_1A_6A_5$ . Из (4) следует, что при  $\omega = \infty$ , т. е. в точке  $A_5$  плоскости  $\omega$ ,  $B = 0$ . При  $\omega = \pm \sqrt{1 + (\delta/h)^2}$ , т. е. соответственно в точках  $A_4$  и  $A_6$  области поля,  $B = \infty$ . В [Л. 6] при изучении распределения поля вокруг бесконечно длинного, прямоугольного, идеально диамагнитного проводника, помещенного в однородное магнитное поле, также отмечено о равенстве индукции бесконечности на прямоугольных краях проводника. На практике величина магнитной индукции на вершинах прямых углов поперечного сечения витков соленоида, прилегающих к рабочему зазору  $\delta$ , конечна вследствие конечной глубины проникновения электромагнитного поля в проводник и значительно превышает значения магнитной индукции вдали от упомянутых прямоугольных вершин. В связи с этим, для предотвращения возможных оплавлений витков [Л. 7] и повышения электрической прочности межвитковых изоляционных промежутков  $2h$  прямые углы поперечного сечения витков соленоида целесообразно скруглять. Так как точки  $A_3$  и  $A_1$  соответствуют  $\omega = \pm 1$ , то для них согласно (4) индукция магнитного поля равна  $\Phi/(2\pi R\delta)$ . Из (5) очевидно, что вдоль поверхностей витков соленоида  $\alpha = 1$ .

Переходим к исследованию распределения магнитного поля вдоль поверхности проводящего цилиндра. Из физических соображений ясно, что в данном случае  $B_{\min}$  достигается против середины межвиткового зазора  $2h$  соленоида, т. е. в точке  $A_2$  комплексной плоскости  $\omega$ , а  $B_{\max}$  — в точках  $A_1$  и  $A_3$ . Так как точке  $A_2$  соответствует точка  $\omega = 0$ , то, подставив  $\omega = 0$  в формулу (4) и используя ранее полученное значение индукции для точек  $A_1$  и  $A_3$ , для коэффициента аксиальной неоднородности магнитного поля на поверхности цилиндра получаем:

$$\alpha = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (h/\delta)^2}}. \quad (6)$$

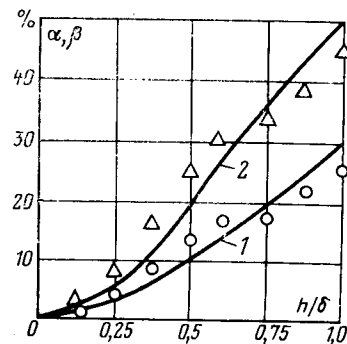
Так как давление магнитного поля пропорционально квадрату магнитной индукции, выражение для коэффициента аксиальной неравномерности электромагнитного давления, определяющего распределение приведенного к наружной поверхности цилиндра давления ponderомоторных сил, примет вид:

$$\beta = 1 - \frac{B_{\min}^2}{B_{\max}^2} = 1 - \frac{1}{1 + (h/\delta)^2}. \quad (7)$$

На рис. 2 представлены расчетные и экспериментальные данные для  $\alpha$  и  $\beta$ . При анализе расчетных кривых 1, 2 рис. 2 видно, что магнитная индукция на поверхности цилиндра и действующее на него электромагнитное давление под серединами межвитковых зазоров соленоида значительно меньше, чем вдали от них под серединами ширины его

Рис. 2. Расчетные и экспериментальные данные  $\alpha$  и  $\beta$  для физической модели расчетной системы.

1 — расчетная зависимость для  $\alpha$ ; 2 — для  $\beta$ . (○ и △ — экспериментальные точки).



витков. Так, например, при  $h/\delta = 1$  эти расхождения для индукции и давления магнитного поля составляют соответственно примерно 29,3 и 50%. При  $h/\delta \rightarrow 0$ , что при принятых условиях соответствует предельному переходу многослойного однослойного соленоида в одновитковый,  $\alpha \rightarrow 0$  и  $\beta \rightarrow 0$ . Этот результат находит свое подтверждение в выполненном ранее расчете магнитного поля одновиткового соленоида с бесконечными плоскими торцами, расположенного соосно с проводящим цилиндром [Л. 8]. Кроме того, по кривой 1 на рис. 2 видно, что, например, для обеспечения аксиальной однородности магнитного поля на поверхности цилиндра с точностью до 3% отношение  $h/\delta$  не должно превышать 0,25.

Опытная проверка полученных формул (6) и (7) была проведена на физической модели исследуемой системы, имеющей следующие геометрические параметры:  $l/R = 2,75$ ,  $R = 41 \cdot 10^{-3}$  м,  $a = 53 \cdot 10^{-3}$  м,  $b = 13,5 \cdot 10^{-3}$  м,  $h = 2 \cdot 10^{-3}$  м. Плоскости витков двухвиткового соленоида за исключением небольших участков были перпендикулярны оси модели, а материалом токопровода соленоида и цилиндра служила медь марки М1. В ходе эксперимента варьировалась величина  $\delta$  в пределах  $(2-16) \cdot 10^{-3}$  м и с помощью специальной датчика магнитного поля, выполненного в виде миниатюрной цилиндрической катушки с интегратором, производилось измерение магнитной индукции на поверхности цилиндра. При этом  $B_{\min}$  имело место против середины межвиткового зазора соленоида, а  $B_{\max}$  — против середины ширины витков. В качестве источника питания модели был использован импульсный генератор затухающих по экспоненциальному закону синусоидальных колебаний. Циклическая частота в разрядном контуре генератора с подключенной к нему моделью составляла не менее 20 кГц, а скважность импульсов — 107. Несмотря на учет расчетными формулами (6) и (7) влияния краевых эффектов и конечного поперечного сечения витков соленоида на однородность магнитного поля системы [Л. 9], анализ рис. 2 свидетельствует о достаточном хорошем совпадении расчета с экспериментом. Дальнейшие исследования магнитного поля модели подтвердили принятое допущение о пренебрежимой малости поля снаружи массивного многослойного соленоида и показали, что при  $h/\delta \geq 1$  появляются весьма значительные потоки рассеяния, трубки индукции которых охватывают отдельные витки соленоида. Так, например, при  $h/\delta = 1$  поля рассеяния составляли до 8% от главного магнитного поля мо-

делл, сосредоточенного в рабочем зазоре  $\delta$  системы.

Однако полученные формулы для коэффициентов неоднородности индукции и давления магнитного поля системы не учитывают потоков рассеяния, охватывающих отдельные витки, которые определяются поперечными размерами витков соленоида, принятыми при выводе расчетных формул бесконечно большими. Поэтому во избежание больших погрешностей, вызванных просачиванием магнитного поля через межвитковые зазоры массивного соленоида, полученные расчетные формулы для  $\alpha$  и  $\beta$  следует применять при  $h/\delta \leq 1$ . Заметим, что практически  $h/\delta$  никогда не превышает единицы. При заданной неоднородности магнитного поля или неравномерности нормального электромагнитного давления вдоль поверхности цилиндрического проводника формулы (6) и (7) позволяют определить взаимосвязь между половиной ширины межвиткового зазора  $h$  и высотой рабочего зазора  $\delta$ . Величину диэлектрического промежутка  $h$  при конструировании соленоида рассчитывают из условий его электрической и механической прочности, а поэтому можно полагать ее заданной. Тогда из известного соотношения  $h/\delta$  определяется значение  $\delta$ . Принимая во внимание, что аксиальная составляющая магнитного поля многослойного однослойного соленоида с соосным цилиндрическим проводником увеличивается с уменьшением  $\delta$ , окончательный выбор величины рабочего зазора  $\delta$  необходимо производить с учетом максимального к. п. д. электрофизического процесса, протекающего в электрической цепи источника энергии с рассматриваемой системой.

Выражения, характеризующие относительное аксиальное распределение магнитной индукции на наружной поверхности цилиндра и приведенного к ней давления магнитного поля системы, могут быть представлены в виде:

$$B^* = \frac{B}{B_{1,3}} = \frac{1}{|V(h/\delta)^2 [\omega^2 - 1] - 1|}; \quad (8)$$

$$P^* = (B^*)^2 = \frac{1}{|(h/\delta)^2 [\omega^2 - 1] - 1|}, \quad (9)$$

где  $B_{1,3}$  — магнитная индукция в точках  $A_1$  или  $A_3$  комплексной плоскости  $\omega$ .

С помощью (2) и отмеченного ранее соответствия границ отображаемых областей поля в плоскостях  $\omega$  и  $\omega$  можно показать, что связь между значениями переменной  $\omega$ , входящей в (8) и (9), и координатой  $u = \operatorname{Re} \omega$  точек поверхности цилиндра в расчетной конструкции системы имеет вид:

$$\frac{u}{h} = \frac{1}{\pi} \left\{ \left( \frac{h}{\delta} \right)^{-1} \ln \frac{V(h/\delta)^2 [1 - \omega^2] + 1 + \omega}{V(h/\delta)^2 [1 - \omega^2] + 1 - \omega} + \right. \\ \left. + \operatorname{arctg} \frac{2 \frac{h}{\delta} V(h/\delta)^2 [1 - \omega^2] + 1}{(h/\delta)^2 [1 - 2\omega^2] + 1} \omega \right\}, \quad (10)$$

где  $\omega \in [-1, 1]$ .

Протабулировав (10) при различных отношениях  $h/\delta$  с учетом (8) и (9), легко установить взаимосвязь между значениями безразмерных величин  $B^*$ ,  $P^*$  и отношения  $u/h$ . На рис. 3 с помощью формул (8) — (10) проиллюстрировано влияние отношения  $h/\delta$  на распределение магнитной индукции и

электромагнитного давления вдоль поверхности проводящего цилиндра рассматриваемой системы. Как следует из кривых 1—4 рис. 3 с увеличением отношения  $h/\delta$  аксиальная неоднородность магнитного поля в рабочем зазоре  $\delta$  и аксиальная неравномерность электромагнитного давления на цилиндр возрастают. Объясняется это искривлением силовых линий магнитного поля в зоне межвитковых зазоров в сторону наружной части соленоида, что приводит к увеличению площади поперечного сечения диэлектрической области рабочего зазора, пронизываемой полным магнитным потоком системы. Чем больше отношение  $h/\delta$ , тем в большей степени происходит деформация магнитных силовых линий системы и ослабление индукции магнитного поля под межвитковыми зазорами соленоида. Кроме того, из анализа кривых рис. 3 вытекает, что с уменьшением отношения  $h/\delta$  магнитная индукция и электромагнитное давление вдоль поверхности цилиндра устанавливаются до своих амплитудных значений медленнее, чем при его увеличении. Причем, рассматриваемые характеристики поля, распределенные вдоль цилиндра, при  $1 \geq h/\delta > 0$  достигают своих амплитуд практически на расстоянии ширины межвиткового зазора  $2h$  от проекций прямоугольных краев витков соленоида на образующую поверхность цилиндра (рис. 3).

Более точные результаты расчета неоднородности магнитного поля в непроводящих областях исследуемой системы можно получить, учитывая

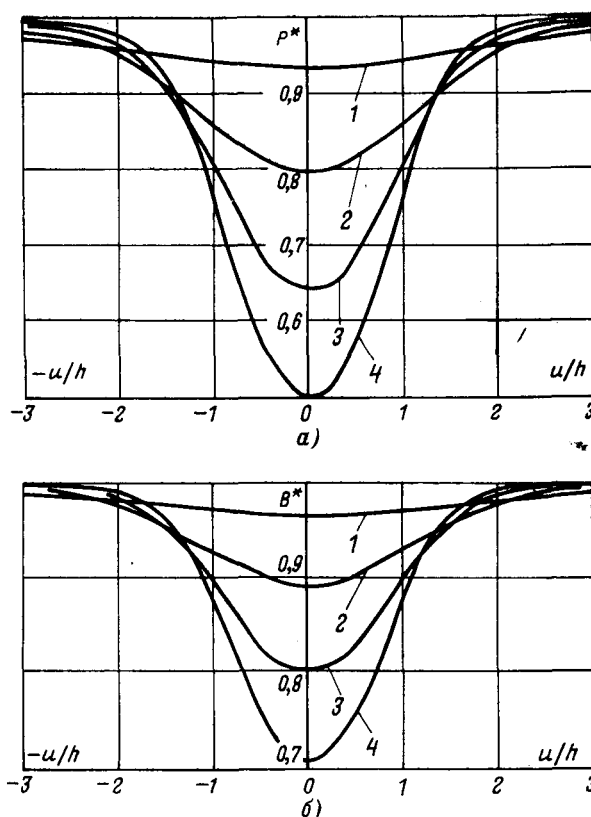


Рис. 3. Аксиальное распределение в зоне межвиткового зазора соленоида индукции магнитного поля на поверхности цилиндра (а) и электромагнитного давления на цилиндр (б).  
1 —  $h/\delta = 0,25$ ; 2 —  $0,5$ ; 3 —  $0,75$ ; 4 —  $1,0$ .

распределение магнитного потока в ее проводящих средах. Анализ показывает, что для учета магнитного поля в проводящих элементах системы достаточно учесть лишь поле в цилиндре и в обращенной к нему части токопровода соленоида. Поэтому при проникновении плоских волн синусоидального магнитного поля в материалы витков соленоида и цилиндра в приведенных выше расчетных формулах величину рабочего зазора  $\delta$  необходимо заменить на соответствующее ей расчетное значение [Л. 10]:

$$\delta_p = \delta + \Delta_1/2 + \Delta_2/2, \quad (11)$$

где  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  — глубины проникновения электромагнитного поля соответственно в материалы витков соленоида и цилиндра.

Описанная методика расчета может быть использована при исследовании распределения плоскопараллельного магнитного поля в диэлектрических областях между массивными многовитковыми катушками произвольной конфигурации с прямоугольным сечением витков и расположенными вблизи них массивными проводниками, если магнитными потоками рассеяния, охватывающими отдельные витки катушек, можно пренебречь.



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Furth H. P., Waniek R. W. Production and Use of High Transient Magnetic Fields. I. — «The Review of Scientific Instruments», 1956, vol. 27, № 4, p. 195—203.
2. Техника больших импульсных токов и магнитных полей. Под ред. В. С. Комелькова. М., Атомиздат, 1970. 471 с.
3. Фертик С. М., Белый И. В. Магнитно-импульсная обработка металлов. — «Энергетика и электротехническая промышленность», 1964, № 2, с. 30—32.
4. Лозинский М. Г. Промышленное применение индукционного нагрева. М., «Паука», 1958. 470 с.
5. Лаврентьев М. А., Шабат Б. В. Методы теории функций комплексного переменного. М., «Наука», 1973. 736 с.
6. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М., «Мир», 1972. 391 с.
7. Furth H. P., Levine M. A., Waniek R. W. Production and Use of High Transient Magnetic Fields. II. — «The Review of Scientific Instruments», 1957, vol. 28, № 11, p. 949—958.
8. Шнейерсон Г. А. Магнитное поле одновиткового соленоида, расположенного соосно с цилиндром или вблизи плоскости. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1969, № 2, с. 85—95.
9. Franzen W. Generation of Uniform Magnetic Fields by Means of Air-Core Coils. — «The Review of Scientific Instruments», 1962, vol. 33, № 9, p. 933—938.
10. Баранов М. И., Белый И. В., Хименко Л. Т. Эквивалентная индуктивность системы «одновитковый соленоид — соосный замкнутый экран» с учетом поверхностного эффекта. — «Электричество», 1974, № 10, с. 38—41.

[20.10.1975]

УДК 621.316.722.1.001.24

## Расчет феррорезонансного стабилизатора напряжения с учетом высших гармоник

Кандидаты техн. наук ШТЕЙН М. М., ЩЕРБИНИН С. И.

Томский политехнический институт

Феррорезонансные стабилизаторы напряжения (ФСН) давно известны и широко применяются для питания радиотелевизионной аппаратуры, устройств, чувствительных к резким кратковременным изменениям напряжения, в установках, работающих в тяжелых эксплуатационных и климатических условиях [Л. 1]. Наличие естественного токоограничивающего элемента, совмещение в одном узле функций стабилизации, трансформации и фильтрации выходного напряжения делают ФСН перспективным во вторичных источниках питания на основе статических полупроводниковых преобразователей [Л. 2].

Несмотря на сравнительную простоту схемного решения, теоретическое исследование ФСН представляет серьезную трудность, поскольку анализируемая цепь является существенно нелинейной. Наибольшее распространение получили исследования с использованием методов эквивалентных синусоид [Л. 3], первых гармоник [Л. 2], припасовывания [Л. 1] и вариационного метода Галеркина [Л. 4], которые позволяют предложить приемлемые для практики расчетные выражения.

Общим недостатком известных работ по ФСН является неудовлетворительное решение вопросов, связанных с улучшением основных технико-экономических показателей (ТЭП) — массы, стоимости,

объема. Так, в [Л. 1—4] расчет проводится на основе эмпирических соотношений, выбираемых вне связи с требуемой стабильностью выходного напряжения и реальными дестабилизирующими факторами (колебаниями входного напряжения, частоты питания и сопротивлении нагрузки). Подобный подход не дает уверенности в том, что рассчитанный стабилизатор обладает близкими к оптимальным ТЭП и в большинстве случаев приводит к их завышенным значениям.

Применяемые методы не позволяют рассмотреть в полной мере влияние высших гармоник на стабилизирующие свойства ФСН. Известно, что стабильность выходного напряжения на рабочем участке регулировочной характеристики с повышением входного напряжения сначала увеличивается, а затем под влиянием возрастающей доли высших гармоник начинает уменьшаться. При использовании метода припасовывания или вариационного метода Галеркина, дающих информацию о высших гармониках, приходится определять корни системы алгебраических уравнений высоких степеней. Это, как правило, приводит к большим трудностям при анализе решения уравнения ФСН.

В настоящей работе предлагается достаточно простое аналитическое решение уравнения ФСН одним из методов малого параметра — методом

возмущений, исследуется влияние высших гармоник на стабильность выходного напряжения и определяются параметры элементов стабилизатора, близкого к оптимальному по основным ТЭП.

В качестве приближенного критерия оптимальности ФСН по массе, стоимости, объему используется предложенный в [Л. 5] минимум суммарной мощности элементов стабилизатора. Применение такого критерия допустимо, так как для известной мощности нагрузки ТЭП отдельных элементов можно представить в виде линейной зависимости от их реактивных мощностей [Л. 5]. Это подтверждается результатами исследований линейных дросселей переменного тока [Л. 6] и трансформаторов малой мощности [Л. 7], основные закономерности и зависимости которых, в частности зависимость ТЭП от мощности, будут справедливы для ферромагнитных элементов ФСН.

Для исследования выбиралась схема стабилизатора с резонансом токов (рис. 1), как получившая наибольшее распространение [Л. 2 и 3]. При этом принимались следующие допущения:

сопротивление потерь нелинейного контура не зависит от изменений выходного напряжения и учитывается сопротивлением нагрузки;

кривая намагничивания нелинейного дросселя аппроксимируется степенным полиномом

$$h = a_1 b + a_n b^n. \quad (1)$$

В этом случае дифференциальное уравнение ФСН имеет вид:

$$\frac{d^2 \Psi}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{d\Psi}{dt} + \frac{\Psi}{L_1 C} + \frac{I_{cp} a_1}{C \omega^2 s_c} \left[ \Psi + \frac{a_n \Psi^n}{a_1 (s_c \omega)^{n-1}} \right] = \frac{U_m}{\omega L_1 C} \sin(\omega t + \varphi_0), \quad (2)$$

где  $\Psi$  — потокосцепление в нелинейном дросселе;  $U_m$  — амплитуда входного напряжения;  $\omega$ ,  $s_c$ ,  $I_{cp}$  — число витков, сечение стали и средняя длина магнитной силовой линии нелинейного дросселя.

Вводя безразмерное время  $\tau = \omega t$  и выбирая базовые величины магнитной индукции и напряженности магнитного поля равными

$$B_6 = \sqrt[n-1]{\frac{a_1}{a_n}}; \quad H_6 = a_1 B_6, \quad (3)$$

нормированное уравнение ФСН можно представить как:

$$\frac{d^2 \psi_0}{d\tau^2} + \omega_{00}^2 \psi_0 = \mu \left[ F \sin(\tau + \varphi_0) - \delta_0 \frac{d\psi_0}{d\tau} - \psi_0 - \psi_0^n \right], \quad (4)$$

где

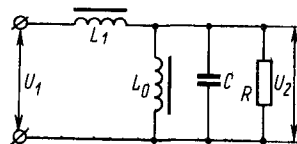
$$\psi_0 = \frac{\Psi}{\Psi_6}; \quad \Psi_6 = \omega s_c B_6; \quad F = \frac{U_{m0} \omega_{00}^2}{\mu};$$

$$U_{m0} = \frac{U_m}{\omega \Psi_6}; \quad \omega_{00}^2 = \frac{X_c}{X_1}; \quad \delta_0 = \frac{\delta}{\mu};$$

$$\delta = \frac{X_c}{R}; \quad \mu = \frac{X_c}{X_6}; \quad X_6 = \frac{\omega \omega^2 s_c}{I_{cp} a_1};$$

$X_c$ ,  $X_1$  — сопротивления конденсатора и линейного дросселя для частоты напряжения питания.

Рис. 1.



Здесь базовое сопротивление  $X_6$  можно считать равным сопротивлению нелинейного дросселя в ненасыщенном состоянии, так как практически до самого перегиба кривой намагничивания линейная составляющая полинома (1) существенно превышает нелинейную. При номинальном режиме ФСН нелинейный дроссель насыщен, а его сопротивление для основной гармоники незначительно отличается от сопротивления конденсатора и много меньше базового сопротивления. Таким образом, величину  $\mu$  можно принять в качестве малого параметра перед нелинейным членом уравнения (4).

Поскольку уравнение содержит диссипативный член и исследуется установившийся режим, при котором частота колебаний совпадает с частотой возмущающей силы, решение определяется в виде разложений по степеням малого параметра:

$$\psi_0 = \psi_{00} + \mu \psi_{01} + \mu^2 \psi_{02} + \dots; \quad (5)$$

$$\varphi_0 = \varphi_{00} + \mu \varphi_{01} + \mu^2 \varphi_{02} + \dots; \quad (6)$$

$$1 = \omega_{00}^2 + \mu \omega_{01} + \mu^2 \omega_{02} + \dots, \quad (7)$$

где  $\psi_{00}$ ,  $\psi_{01}$ ,  $\psi_{02}$ , ...,  $\varphi_{00}$ ,  $\varphi_{01}$ ,  $\varphi_{02}$ , ... — неизвестные функции  $\tau$  с периодом  $2\pi$ , определяющие нулевые приближения и поправки высших порядков для потокосцепления и угла сдвига между входным и выходным напряжениями;  $\omega_{00}$  — собственная частота линеаризованной системы при  $\mu=0$ ;  $\omega_{01}$ ,  $\omega_{02}$  — поправки 1- и 2-го порядков, зависящие от амплитуды колебаний.

Для исключения вековых членов в данном случае используются одновременно два разложения (6) и (7), что позволяет в отличие от [Л. 8 и 9] получить решение уравнения, описывающего систему с затуханием. В отличие же от [Л. 10], это приводит к более простому виду решения, так как поправки  $\psi_{0i}$ ,  $\varphi_{0i}$  определяются через коэффициенты, содержащие малый параметр в  $i$ -й степени.

Подставляя (5) — (7) в уравнение (4) и приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях  $\mu$ , получаем систему линейных уравнений:

$$\frac{d^2 \psi_{00}}{d\tau^2} + \psi_{00} = 0; \quad (8)$$

$$\frac{d^2 \psi_{01}}{d\tau^2} + \psi_{01} = F \sin(\tau + \varphi_{00}) - \delta_0 \frac{d\psi_{00}}{d\tau} - (1 - \omega_{01}) \psi_{00} - \psi_{00}^n; \quad (9)$$

$$\frac{d^2 \psi_{02}}{d\tau^2} + \psi_{02} = \varphi_{01} F \cos(\tau + \varphi_{00}) - \delta_0 \frac{d\psi_{01}}{d\tau} - (1 - \omega_{01}) \psi_{01} - n \psi_{01} \psi_{00}^{n-1} + \omega_{02} \psi_{00}. \quad (10)$$

Для определения неизвестных величин из полученных уравнений используется условие периодичности функций  $\psi_{0i}$  [Л. 8 и 10]

$$\psi_{0i}(\tau) = \psi_{0i}(\tau + 2\pi); \quad i = 1, 2, \dots, \quad (11)$$

а также условия [Л. 8 и 9]

$$\begin{aligned} \psi_{00}(0) &= A_0; \psi_{0i+1}(0) = 0; \\ \frac{d\psi_{0i}}{d\tau}(0) &= 0; i = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (12)$$

С учетом (12) из (8) находим нулевое приближение потокоцепления в нелинейном дросселе:

$$\psi_{00} = A_0 \cos \tau. \quad (13)$$

После подстановки (13) в (9) для обеспечения периодичности поправки  $\psi_{01}$  коэффициенты при  $\cos \tau$  и  $\sin \tau$  в правой части уравнения приравниваются нулю, на основании этого имеем:

$$\omega_{01} = 1 + D_1 A_0^{n-1} - \frac{1}{\gamma v_0} \sqrt{\frac{U_{m0}^2}{A_0^2} - \gamma^2}; \quad (14)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{00} = -v_0 (D_1 A_0^{n-1} + 1 - \omega_{01}), \quad (15)$$

$$\text{где } D_1 = \frac{1}{2^{n-1}} \left( \frac{n-1}{2} \right); v_0 = \frac{R}{X_0}, \text{ и уравнение (9)}$$

принимает вид:

$$\frac{d^2 \psi_{01}}{d\tau^2} + \psi_{01} = -\frac{A_{n0}}{2^{n-1}} \sum_{k=3, 5, \dots}^n \left( \frac{n-k}{2} \right) \cos k\tau. \quad (16)$$

Используя условие (12), находим решение (16), обеспечивающее первый поправочный член:

$$\psi_{01} = A_1 \cos \tau + \frac{A_{n0}}{2^{n-1}} \sum_{k=3, 5, \dots}^n \frac{\left( \frac{n-k}{2} \right)}{k^2 - 1} \cos k\tau, \quad (17)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= -A_{n0} D_2; \\ D_2 &= \frac{1}{2^{n-1}} \sum_{k=3, 5, \dots}^n \frac{\left( \frac{n-k}{2} \right)}{k^2 - 1}. \end{aligned}$$

Поправочные члены более высоких порядков определяются аналогично. Подставляя  $\psi_{00}$  и  $\psi_{01}$  в (10) и приравняв нулю коэффициенты при  $\cos \tau$  и  $\sin \tau$ , получаем систему уравнений для величин  $\varphi_{01}$ ,  $\omega_{02}$ . Решая уравнение (10) после исключения из него коэффициентов, вызывающих вековые члены, при условиях (12), находим вторую поправку для потокоцепления в нелинейном дросселе и т. д. Однако анализ решения в общем виде с учетом уже второй поправки практически невозможен из-за сложности получаемых выражений. Ограничиваясь поправочными членами первого порядка относительно малого параметра, из (7) и (14) имеем:

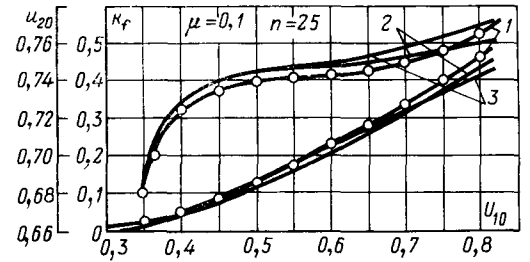
$$U_{m0} = A_0 \sqrt{[1 + \gamma v_0 (1 + D_1 A_0^{n-1}) - \gamma/\delta]^2 + \gamma^2}. \quad (18)$$

Заметим, что выражения (13) и (18), т. е. нулевое приближение совпадает с решением уравнения ФСН методом первых гармоник [Л. 5].

Учитывая (5), (13) и (17), потокоцепление в нелинейном дросселе определяется как

$$\psi_0 = (A_0 + \mu A_1) \cos \tau + \mu \frac{A_{n0}}{2^{n-1}} \sum_{k=3, 5, \dots}^n \frac{\left( \frac{n-k}{2} \right)}{k^2 - 1} \cos k\tau. \quad (19)$$

Рис. 2.



Выражения (18) и (19) дают параметрическую зависимость между входным напряжением и потокоцеплением  $\psi_0$  и представляют решение уравнения ФСН методом возмущений. Параметром в (18) и (19) является  $A_0$ .

Точность аналитического решения оценивалась из сравнения с результатами численного интегрирования уравнения (4) и экспериментальными данными для зависимостей действующего значения выходного напряжения и коэффициента нелинейных искажений от входного напряжения.

Интегрирование (4) проводилось методом Рунге—Кутты с постоянным шагом [Л. 11]. Переменная  $\tau$  изменялась от нуля до установившегося режима, который определялся по изменениям действующего значения выходного напряжения в течение нескольких периодов. Для последнего периода интегрирования рассчитывались требуемые величины. Коэффициенты аппроксимации полинома (1) находились по экспериментальной динамической кривой намагничивания сердечника нелинейного дросселя.

Сравнение указанных характеристик ФСН показало, что с увеличением показателя степени  $n$  аппроксимирующего полинома точность аналитического расчета таких показателей, как коэффициент стабилизации и диапазон стабилизации, заметно уменьшается. Этого можно практически избежать, вводя в (19) два поправочных коэффициента.

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= 1 - e^{-0,125n}; \\ k_2 &= 1,17 + 5,8 \cdot 10^{-6} n^2, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где  $k_1$ ,  $k_2$  — поправочные коэффициенты соответственно для амплитуды 1-й гармоники и амплитуд высших гармоник.

С учетом (20) действующее значение и коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения принимают вид:

$$U_{20} = A_0 \sqrt{\frac{1}{2} [(1 - k_1 D_2 v_0 \delta A_0^{n-1})^2 + (k_2 D_3 \delta v_0 A_0^{n-1})^2]}; \quad (21)$$

$$k_f = \frac{k_2 D_3 \delta v_0 A_0^{n-1}}{1 - k_1 D_2 \delta v_0 A_0^{n-1}}, \quad (22)$$

где

$$D_3 = \frac{1}{2^{n-1}} \sqrt{\sum_{k=3, 5, \dots}^n \left[ \frac{\left( \frac{n-k}{2} \right)}{k^2 - 1} \right]^2}.$$

На рис. 2 приведены зависимости действующего значения и коэффициента нелинейных искажений выходного напряжения от входного, полученные экспериментально (кривые 1), а также рассчитанные с помощью численного решения на ЦВМ (кривые 2) и по выражениям (21) и (22) (кривые 3). Подобное сравнение характеристик было проведено

для показателей степени  $n$  от 9 до 33 и величин  $\mu$  от 0,1 до 1, что удовлетворяет практически всем маркам электротехнических сталей и возможным значениям малого параметра. Во всех случаях при реальных режимах ( $k_f \leq 0,3-0,4$ ) погрешность определения основных показателей ФСН (коэффициента стабилизации, коэффициента нелинейных искажений и т. д.) из решения методом возмущений не превышает 5–10%.

Принимая во внимание, что в первом приближении параметр  $A_0$  равен нормированной амплитуде 1-й гармоники магнитной индукции в сердечнике нелинейного дросселя, и накладывая условие резонанса в параллельном контуре, из (18) и (21) находим связь между изменением выходного напряжения  $\delta U_2$  и дестабилизирующими факторами — изменениями входного напряжения  $\delta U_1$ , сопротивления нагрузки  $\delta R$  и частоты питания  $\delta \omega$ :

$$\delta U_2 = \frac{\gamma^2 [\delta U_1 + \delta R + (\rho_2 - 1) \delta \omega] + \gamma \nu [2 + (1 + \rho_2) \times \times F(A_0)] \delta \omega + \delta U_1 + \rho_2 \delta \omega}{\rho_1 [1 + \gamma^2 + \gamma \nu F(A_0)]}, \quad (23)$$

где

$$\nu = \nu_0 (1 + D_1 A_0^{n-1}); \quad F(A_0) = \frac{(n-1) D_1 A_0^{n-1}}{1 + D_1 A_0^{n-1}};$$

$$\rho_1 = \frac{1 + k_f^2}{1 + nk_f^2 - (n-1) k_f D};$$

$$\rho_2 = \frac{(n+1) k_f (D - k_f)}{1 + nk_f^2 - (n-1) k_f D}; \quad D = \frac{k_1 D_2}{k_2 D_3}.$$

Величины  $\rho_1, \rho_2$  в (23) отражают влияние высших гармоник на стабильность выходного напряжения. Если расчет проводится без учета высших гармоник, то формально можно принять коэффициент нелинейных искажений равным нулю. В этом случае  $\rho_1 = 1; \rho_2 = 0$ , а выражение (23) совпадает с выражением (6), полученным в [Л. 5] по методу первых гармоник.

Из анализа (23) следует, что наименьшее изменение выходного напряжения при отклонении входного напряжения и сопротивления нагрузки от номинальных для фиксированных  $\gamma, \nu_0, A_0$  имеет место при коэффициенте нелинейных искажений, соответствующем максимальному значению  $\rho_1$ . При отклонении частоты напряжения питания и максимальных  $\rho_1$  и  $\rho_2$  изменение выходного напряжения будет минимальным при выполнении следующего условия:

$$\nu_0 > \frac{2n\gamma^2 + n + 1}{2\gamma(n-1)}. \quad (24)$$

Условие (24) выполняется, если реактивная мощность элементов параллельного контура заметно превышает мощность нагрузки, т. е. при повышенной точности стабилизации. Коэффициент нелинейных искажений, при котором  $\rho_1$  и  $\rho_2$  принимают максимальные значения, определяется выражением:

$$k_{f\text{оп}} = \frac{D}{2}. \quad (25)$$

Оптимальная величина коэффициента нелинейных искажений зависит только от марки стали сердечника нелинейного дросселя, т. е. от показателя степени аппроксимирующего полинома, и не связана с параметрами элементов стабилизатора. Для

холоднокатаных сталей ( $n=23-27$ ) оптимальный коэффициент нелинейных искажений находится в пределах от 0,15 до 0,18 и возрастает с переходом к пермалловым сплавам. Выбирая по (25) коэффициент нелинейных искажений, можно получить наибольший коэффициент стабилизации, наименьшую чувствительность к изменению сопротивления нагрузки, а в ряде случаев и наименьшую чувствительность к изменению частоты питания при прочих неизменных параметрах элементов ФСН.

Для обеспечения оптимального коэффициента нелинейных искажений нормированная величина  $\delta$ , задающая при известной нагрузке емкость конденсатора, находится как:

$$\delta_{\text{оп}} = \frac{k_{f\text{оп}}}{\nu_0 A_0^{n-1} k_2 D_3 (1 + 2k_{f\text{оп}}^2)}. \quad (26)$$

Величины  $\gamma$  и  $\nu$ , определяющие параметры линейного и нелинейного дросселей, выбираются из условия минимума приведенной суммарной мощности стабилизатора. Поскольку мощности элементов в основном определяются первыми гармониками, с учетом резонанса в параллельном контуре можно записать:

$$q_0 = \frac{Q_L + Q_n + Q_K}{P} = \gamma + 2\nu, \quad (27)$$

где  $Q_L, Q_n, Q_K$  — реактивные мощности линейного, нелинейного дросселей и конденсатора;  $P$  — мощность нагрузки с учетом потерь в нелинейном контуре.

Тогда из (23) и (27) имеем:

$$\gamma_{\text{оп}} = \sqrt{\frac{\sigma}{\sigma + \xi + \frac{1}{2} \varepsilon F(A_0)}}; \quad (28)$$

$$\nu_{\text{оп}} = \gamma_{\text{оп}} \left[ \frac{1}{2} + \frac{2(\sigma + \xi)}{\varepsilon F(A_0)} \right], \quad (29)$$

где

$$\sigma = \delta U_1 - \rho_1 \delta U_2 + \rho_2 \delta \omega; \quad \xi = \delta R - \delta \omega;$$

$$\varepsilon = \rho_1 \delta U_2 - \delta \omega \left[ 1 + \rho_2 + \frac{2}{F(A_0)} \right].$$

Выражения (26), (28) и (29) устанавливают количественную связь между параметрами элементов, требуемой стабильностью выходного напряжения и дестабилизирующими факторами для ФСН с минимальной суммарной мощностью, работающего на участке регулировочной характеристики с наибольшей стабильностью выходного напряжения.

Анализ (28) и (29) показывает, что величины  $\gamma_{\text{оп}}, \nu_{\text{оп}}$  и, следовательно, суммарная реактивная мощность при учете высших гармоник имеют меньшие значения, чем при расчете по первым гармоникам.

На рис. 3 приведена характерная для ФСН зависимость минимальной суммарной реактивной мощности от параметра  $A_0$ , влияющего на оптимальные  $\gamma, \nu, \delta$ , которая имеет четко выраженный переход

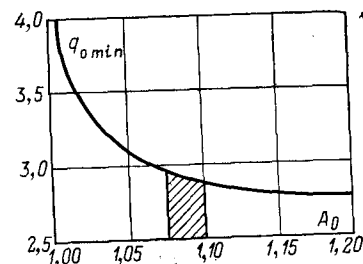


Рис. 3.

от области резкого изменения суммарной мощности к области, где она остается практически постоянной. Отсюда видно, что предварительно величину  $A_0$  целесообразно выбирать в области перегиба, так как при дальнейшем ее увеличении суммарная мощность практически не уменьшается, а перегрев и потери в сердечнике нелинейного дросселя возрастают. Рассмотренный подход в общем случае не обеспечивает равенства сопротивлений по первым гармоникам в параллельном нагрузке контуре и приводит в (27) к отличному от 2 коэффициенту перед  $\nu$ . Однако, как показано в [Л. 5], различные реальные значения этого коэффициента незначительно изменяют минимальную суммарную мощность ФСН.

Полученное аналитическое решение может быть использовано для расчета ФСН с заданным коэффициентом нелинейных искажений, когда форма выходного напряжения улучшается за счет введения немагнитного зазора в нелинейном дросселе и частичного увеличения емкости [Л. 12]. Это эквивалентно подключению на выходе стабилизатора линейного контура, настроенного на первую гармонику выходного напряжения. В этом случае отпадает необходимость в дополнительных дросселях фильтра, которые могут увеличивать массу ФСН на 40% [Л. 1].

Учитывая условие резонанса для линейного параллельного контура, из (21) определяется увеличение коэффициента при линейном члене аппроксимирующего полинома от введения дополнительного немагнитного зазора:

$$a_{\text{доп}} = \frac{A_0^{n-1} a_1 k_2 D_3 (k_{f1} - k_{f2})}{k_{f1} k_{f2}} \quad (30)$$

Дополнительная емкость находится как:

$$C_{\text{доп}} = \frac{(k_{f1} - k_{f2}) C}{k_{f2} (1 + D k_{f1})}, \quad (31)$$

где  $k_{f1}$ ,  $k_{f2}$  — коэффициенты нелинейных искажений стабилизатора без зазора в сердечнике нелинейного дросселя и с зазором соответственно.

Из (31) получаем зависимость, позволяющую оценить эффективность рассматриваемого способа улучшения формы выходного напряжения:

$$k_{f2} = \frac{k_{f1}}{1 + \frac{C_{\text{доп}}}{C} (1 + D k_{f1})}. \quad (32)$$

Отсюда видно, что при  $C_{\text{доп}} = (1-2) C$  нелинейные искажения можно уменьшить почти в 2—3 раза. Дальнейшее даже существенное увеличение дополнительной емкости вызывает незначительное снижение коэффициента нелинейных искажений. Поскольку желательно  $k_{f1}$  выбирать по (25), данный способ целесообразно рекомендовать, если требуемый коэффициент нелинейных искажений не менее 5—6%.

Проведенный анализ позволяет предложить методику расчета ФСН, с близкими к оптимальным ТЭП. Основные этапы этого расчета заключаются в следующем:

1. Для выбранной марки стали определяются коэффициенты аппроксимирующего полинома (1), которые позволяют найти оптимальный коэффициент нелинейных искажений (25) и базовое значение

индукции (3).

2. Используя (26) — (29) по известным изменениям дестабилизирующих величин и выходного напряжения ФСН, находятся параметр  $A_0$  и нормированные величины  $\gamma_{\text{оп}}$ ,  $\nu_{\text{оп}}$ ,  $\delta_{\text{оп}}$ .

3. По выражениям (18) и (21) определяются нормированные значения входного и выходного напряжений. Поскольку входное напряжение  $U_1$  обычно известно, имеем базовое напряжение:

$$U_0 = \frac{U_1 \sqrt{2}}{U_{m0}}. \quad (33)$$

После этого можно совместно с (3) и (19) рассчитывать токи и напряжения элементов стабилизатора.

4. Конструктивный расчет линейного дросселя проводится по методике, описанной в [Л. 6]. Для нахождения линейного размера и параметров безразмерной геометрии сердечника нелинейного дросселя, вместо которого обычно применяется трансформатор или автотрансформатор, используются рекомендации, полученные в [Л. 7]. Число витков намагничивающей обмотки находится по выражению:

$$\omega = \frac{U_0}{\omega_s B_0}. \quad (34)$$

При этом следует обращать внимание на выполнение между выбранными величинами условия:

$$\nu_{\text{оп}} = \frac{R l_{\text{ср}1}}{\omega \omega_s^2 s_c} (1 + D_1 A_0^{n-1}). \quad (35)$$

5. Если для улучшения формы выходного напряжения выбран описанный выше способ, то по (30) и (31) определяются увеличение коэффициента при линейном члене аппроксимирующего полинома и дополнительная величина емкости. По полученному  $a_{\text{доп}}$  можно найти величину немагнитного зазора [Л. 6].

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богданов Д. И. Феррорезонансные стабилизаторы напряжения. М., «Энергия», 1972. 131 с.
2. Губанов В. В. Силовые полупроводниковые преобразователи с выходными стабилизаторами. М., «Энергия», 1972. 132 с.
3. Лурье А. Г. Теория феррорезонансных стабилизаторов напряжения. М., Госэнергоиздат, 1958. 129 с.
4. Пивоваров С. П. К расчету феррорезонансного стабилизатора напряжения с параллельным контуром. — «Вестник электропромышленности», 1951, № 5.
5. Штейн М. М., Щербинин С. И. К расчету феррорезонансного стабилизатора. — «Электричество», 1972, № 11, с. 88—89.
6. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1969. 245 с.
7. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Советское радио», 1971. 720 с.
8. Стокер Дж. Нелинейные колебания в механических и электрических системах. М., Изд-во иностр. лит., 1953. 256 с.
9. Каннингхэм В. Введение в теорию нелинейных систем. М., Госэнергоиздат, 1962. 456 с.
10. Хаяси Т. Нелинейные колебания в физических системах. М., «Мир», 1968. 432 с.
11. Каган Б. М., Тер-Микаэлян Т. М. Решение инженерных задач на цифровых вычислительных машинах. М., «Энергия», 1964.
12. Ананьев Л. М., Штейн М. М., Щербинин С. И. Феррорезонансный стабилизатор напряжения. Авторское свидетельство № 333664 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 11.

[23.4.1975]

## Влияние вращающегося резерва, регулирования частоты и ограничений по ресурсу на расход топлива энергосистемы

Доктор техн. наук ЖУРАВЛЕВ В. Г., инж. БУРЛАКУ М. И.

К числу факторов, определяющих экономию топлива в энергосистеме, следует отнести вращающийся резерв мощности, изменение к. п. д. при регулировании частоты, учет при выборе состава интегральных ограничений по расходу энергоресурса и др.

В статье предпринята попытка разработать метод выбора состава агрегатов и распределения нагрузки с учетом указанных факторов. Было проведено исследование по учету влияния вращающегося резерва на оптимизацию режима энергосистемы. Это позволило дать численную оценку влияния факторов, которое в ряде случаев оказалось весьма заметным.

**Постановка задачи.** Требуется найти минимум суммарного суточного расхода топлива энергосистемы (по стоимости)

$$\sum_{i=1}^k C_i B_i (P_i^t) \Rightarrow \min$$

при следующих ограничениях:

а) по балансу мощности

$$\sum_{i=1}^k P_i^t = P^t;$$

б) допустимости режима нагрузки каждого агрегата в любой  $t$  час  $P_{i\min} \leq P_i^t \leq P_{i\max}$  (агрегат работает) или  $P_i = 0$  (агрегат отключен);

в) по заданному значению резерва в тот же час по активной и по реактивной нагрузкам:

$$\sum_{i=1}^k P_{i\max} \geq k_p P^t;$$

$$\sum_{i=1}^k Q_{i\max} (P_i) \geq k_p^Q Q^t,$$

где  $P_i$  и  $B_i$  — нагрузка агрегата и расход энергоресурса;  $C_i$  — цена топлива;  $t$  — номер часа;  $k_p > 1$  — коэффициент резерва, показывающий превышение располагаемой мощности над средним часовым значением нагрузки  $P^t$  (при  $k_p = 1$  ограничения а) и в) совпадают по смыслу);

г) по интегральному расходу топлива для некоторых агрегатов

$$\left| \sum_{j=1}^{24} B_j (P_j^{t*}) - B_j^0 \right| \leq \varepsilon_B$$

или для группы агрегатов (станции)

$$\left| \sum_{j=1}^k \sum_{l=1}^{24} B_l (P_j^{t*}) - B_j^0 \right| \leq \varepsilon'_B,$$

где  $j = 1, 2, \dots, m$  — номера агрегатов, для которых необходимо учитывать интегральные ограничения;  $B^0$  и  $B^{r0}$  — заданный расход энергоресурса за сутки (для агрегата или для группы агрегатов);  $\varepsilon_B$  и  $\varepsilon'_B$  — необходимая точность выполнения интегральных ограничений (для агрегата или группы агрегатов);  $l = 1, 2, 3, \dots, k$  — размер группы. Звездочкой

отмечено оптимальное значение нагрузки. Учитывались лишь одномерные интегральные ограничения<sup>1</sup>.

Задача при учете лишь ограничения а) и б) представляет собой известную задачу одновременного выбора состава работающих агрегатов и наиболее выгодного распределения нагрузки и может быть решена с использованием динамического программирования или метода узлов и ветвей [Л. 1—3]. Учет ограничения в) обычно не производится, а ограничения г) обычно учитываются лишь при неизменном (зафиксированном, заранее выбранном) составе.

Для исследования нужно было разработать алгоритм оптимизации режима с учетом ограничений а) — г). Поиск наиболее выгодного состава агрегатов осуществляется с помощью комбинированного алгоритма, основанного на сочетании методов динамического программирования и метода множителей Лагранжа [Л. 1]. Алгоритм состоит из двух этапов: прямого и обратного ходов.

В результате работы прямого хода методом динамического программирования выбирается состав агрегатов и строится эквивалентная расходная характеристика энергосистемы. Эквивалентная характеристика показывает зависимость минимально возможного расхода энергоресурса от мощности нагрузки системы и показывает тот состав работающего оборудования, при котором этот минимум можно реализовать. Эквивалентная характеристика используется далее для учета требований резерва.

На обратном ходе по заданному составу определяется оптимальная нагрузка каждого агрегата и подсчитывается суммарный суточный расход топлива.

**Выбор оптимального состава агрегатов с учетом резерва.** В основу метода положен принцип оптимальности. В данном случае это означает, что оптимальный состав с резервом определяется среди составов агрегатов без резерва, близких к оптимальному при заданной часовой нагрузке, иначе оптимальный состав ищется на эквивалентной характеристике энергосистемы вблизи рабочей часовой точки. Такой подход позволил разработать серию очень быстрых алгоритмов учета резерва.

**Блок-схема алгоритма выбора состава агрегатов с учетом резерва.** Блок-схема алгоритма выбора состава приведена на рис. 1, а. На прямом ходе строится эквивалентная характеристика электростанции, и для нагрузки  $P^t$  определяется оптимальный состав агрегатов (при  $k_p = 1$ ). По заданной величине коэффициента резерва  $k_p$  определяется необходимая располагаемая мощность  $R^t = k_p P^t$ .

Вычисляется имеющаяся располагаемая мощность работающих агрегатов  $P_{tP} = \sum_{i=1}^k P_{i\max}$ . Суммирование производится

только по номерам работающих агрегатов, у которых  $P^t \neq 0$ . Сравнением величин  $R^t$  и  $P_{tP}$  определяется, выполняется ли

<sup>1</sup> Одновременный учет нескольких разнородных интегральных ограничений (например, по расходу топлива и по общей продолжительности работы агрегата) наталкивается при выборе состава на заметные трудности. Их можно преодолеть одним из методов векторной оптимизации [Л. 5], например, введением весовых коэффициентов для этих ограничений.



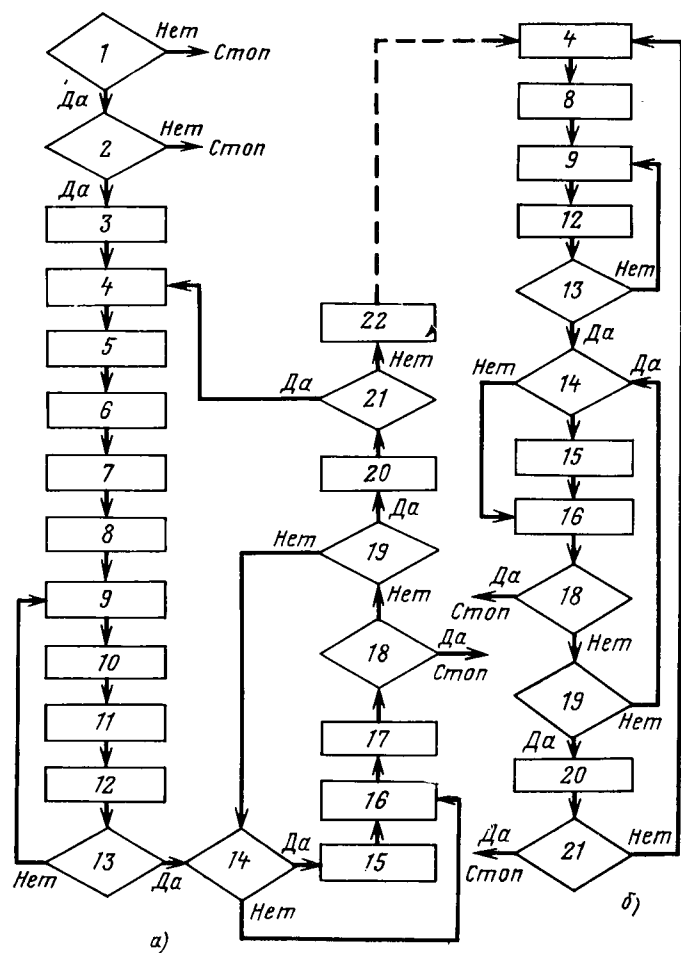


Рис. 2. Алгоритм учета интегральных ограничений.

а — полный алгоритм; б — после перестройки.

1 — проверка: допустимо ли интегральное ограничение по своей максимальной величине  $B_k^0 \leq B_{\max} \cdot 24$ ; 2 — проверка: является ли ограничение допустимым по своей минимальной величине  $B_k^0 \geq B_{\min} \cdot 4$ ; 3 — определить суточные расходы ресурса каждого агрегата (прямой и обратный ход) при реальных ценах топлива (или  $\forall C_i = 1$ , если топливо одинаково); 4 — найти номер агрегата с максимальной невязкой, т. е. агрегат, у которого  $\Delta B_j = B_j^0 - B_k^j = \max$ ;  $k$  — номер итерации; 5 — присвоить агрегату  $j$  номер  $n+1$ , переслать характеристику агрегата на место  $(n+1)$ -го агрегата,  $n$  — число агрегатов; 6 — построить эквивалентную характеристику  $B_n^0$  и  $a_n^0$  первых  $n$  агрегатов по их ценам; 7 — записать  $B_n^0$  и  $a_n^0$  на хранение в ОЗУ; 8 — найти направление изменения цены  $j$ -го агрегата (определить знак приращения цены  $\Delta C$ ). Если  $\Delta B_j > 0$ , то  $\Delta C < 0$ ; наоборот, если  $\Delta B_j < 0$ , то  $\Delta C > 0$ ; 9 — изменить цену топлива  $j$ -го агрегата  $C_k^{k+1} = C_k^k + \Delta C_k$ ; 10 — вызвать эквивалентную характеристику первых  $n$  агрегатов:  $B_n^0 \Rightarrow r_B$ ;  $a_n^0 \Rightarrow r_A$ ; 11 — завершить прямой ход для  $j$ -го  $(n+1)$  агрегата, определить все часовые составы работающих агрегатов  $\forall \alpha^t$ ; 12 — обратный ход. Найти суточные расходы всех агрегатов  $\forall B_i$  и их суточные невязки  $\Delta B_i$ ; 13 — проверка: изменился ли знак выражения; 14 — проверка:  $C_k^{k+1} < C_k^k$ ; 15 — осуществить пересылки;

$$\begin{cases} C_k^{k+1} \Rightarrow C_k^k \Rightarrow r_3; & \begin{cases} B_k^{k+1} \Rightarrow B_k^k \Rightarrow r_3; \\ B_k^k \Rightarrow B_k^{k+1} \Rightarrow r_4; \end{cases} \\ C_k^k \Rightarrow C_k^{k+1} \Rightarrow r_3; & \begin{cases} B_k^{k+1} \Rightarrow B_k^k \Rightarrow r_3; \\ B_k^k \Rightarrow B_k^{k+1} \Rightarrow r_4; \end{cases} \end{cases}$$

16 — найти новую цену топлива по формуле линейной интерполяции

$$C_k^{k+2} = C_k^{k+1} + \frac{(B_j^k - B_j^0)(C_k^{k+1} - C_k^k)}{B_j^k - B_j^{k+1}};$$

17 — завершить прямой ход для  $C_k^{k+2}$ , найти  $\forall \alpha^t$ ; 18 — обратный ход, проверка:  $|B_j^0 - B_j^{k+2}| \leq \epsilon$ ; 19 — проверка:  $|C_k^{k+2} - C_k^{k+1}| \leq \epsilon_C$ ; 20 — найти номер агрегата  $l$ , у которого  $\Delta B_l = B_l^0 - B_k^l = \max$ ; 21 — проверка: это тот же самый агрегат, т. е.  $l = j$ ; 22 — заблокировать прямой ход (перестроить алгоритм), записать единицу на место  $C_k^{k+1}$ , зафиксировать полученный на последнем шаге состав  $\alpha^t$  и перейти к п. 4.

Алгоритм оценки перерасхода топлива при регулировании частоты в энергосистемах. Предполагалось, что регулирование частоты связано с относительно малыми изменениями мощности энергоблока. Это позволило не учитывать тепломеханические переходные процессы в котле и турбине и считать, что расходные характеристики блока в процессе регулирования не изменяются. При оценке перерасхода топлива от изменения к. п. д. из всего возможного диапазона изменения нагрузки выбирается более узкая зона — зона наиболее возможного изменения нагрузки. Обозначим ее пределы  $P_{\min}^t = P^t(1 - k_q)$  и  $P_{\max}^t = P^t(1 + k_q)$ , где  $k_q$  — коэффициент ширины зоны регулирования частоты.

Значение зоны зависит от закона распределения колебаний нагрузки. Они изучены недостаточно. В узкой зоне  $P_{\min}^t - P_{\max}^t$  считалось, что появление любой нагрузки из диапазона  $P_{\min}^t - P_{\max}^t$  считается равновероятным<sup>2</sup>. Если известна эквивалентная характеристика энергосистемы и диапазон наиболее вероятного изменения нагрузки (рис. 3), то средний расход топлива за час  $B_{\text{ср}}^t$  можно определить как отношение площади фигуры  $abcd$  к диапазону изменения нагрузки (площадь фигуры определялась численным интегрированием). Отметим, что при колебании нагрузки состав агрегатов не изменяется.

Для ускорения расчетов численное интегрирование проводилось без выполнения обратного хода с вариацией величины относительного прироста системы. Для этого вычислялось начальное значение относительного прироста системы  $b_{\min}^c$ , соответствующее значению минимальной нагрузки  $P_{\min}^t$  и значение  $b_{\max}^c$ , соответствующее  $P_{\max}^t$ . Выбирался достаточно

малый шаг по шкале приростов  $\Delta b = \frac{b_{\max}^c - b_{\min}^c}{l}$ . Числен-

ное интегрирование проводилось путем вариации величины  $b_i^c = b_{\min}^c + k \Delta b$ , где  $k = 1, 2, \dots, l$  до тех пор, пока  $b^c$  не достигнет  $b_{\max}^c$ . При каждом значении  $b_i^c$  находилась нагрузка агрегата и расход топлива. Вычислялись суммарная нагрузка и расход топлива по системе. Затем определялся средний расход:

$$B_{\text{ср}} = \frac{\sum_{i=1}^l \frac{B_i^t + B_{i+1}^t}{2} (P_{i+1} - P_i)}{P_{\max} - P_{\min}}.$$

После этого определяется суммарный расход топлива за сутки и сравнивается с суточным расходом топлива, вычисленным без учета изменения к. п. д. Разница их и определяет расход топлива. Достаточно подробная блок-схема алгоритма вычисления перерасхода топлива из-за изменения к. п. д. приведена на рис. 1, б.

Время расчета одного суточного режима энергосистемы из 36 агрегатов ЦВМ «Минск-22» не более 30 мин (вместе с печатью на АЦПУ двух таблиц результатов).

**Выбор состава агрегатов с учетом ограничений по ресурсу.** Учет интегральных ограничений по ресурсу при оптимизации распределения нагрузки достаточно просто и точно проводится по алгоритмам, разработанным В. М. Горнштейном [Л. 3 и 4]. Однако такие ограничения легко учитываются лишь при заданном составе работающего оборудования, что не гарантирует точности решения. Был разработан алгоритм учета интегральных ограничений при выборе состава. Идея метода базируется на алгоритме В. М. Горнштейна и заключается в использовании некоторой фиктивной цены энергоресурса, в общем случае отличной от истинной цены. Если для какого-либо агрегата интегральное ограничение не выполняется, то следует изменить цену ресурса. В частности, если полученный

расход больше заданного, т. е.  $\sum_{i=1}^m B_i^t - B_0^k$ , то цену следует

увеличить. Наоборот, если  $\sum_{i=1}^m B_i^t < B_0^k$ , цена ресурса умень-

<sup>2</sup> Несложно реализовать и другой закон распределения, например, нормальный. Проведенное исследование показало близость результатов при малых  $k_q$ .

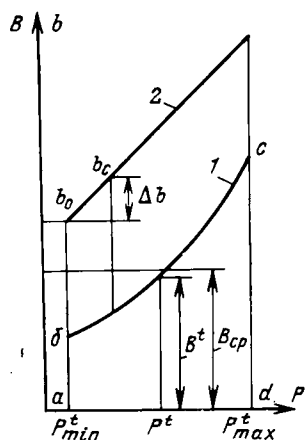


Рис. 3. Учет изменения к. п. д. при регулировании частоты.  
1 — расходная характеристика; 2 — характеристика относительных приростов.

шается. При каждой новой цене производится выбор оптимального состава, распределяется наивыгоднейшим образом нагрузка между выбранными агрегатами и вычисляется суточный расход энергоресурса. Суточный расход сравнивается с заданным и производится дальнейшая коррекция цены.

**Алгоритм выбора состава с учетом интегральных ограничений.** Разработанный алгоритм использует принцип «достоения» эквивалентной характеристики. В процессе его работы выделяется агрегат с наибольшей невязкой в величине суточного расхода топлива. Производится вариация цены топлива этого агрегата до тех пор, пока невязка станет допустимой или цена топлива будет мало различима на двух соседних итерациях. Для сокращения времени счета характеристика всех остальных агрегатов заменяется эквивалентной. Она не изменяется. При вариации цен на каждом шаге проводится достроение эквивалентной характеристики объединением ее с характеристикой последнего агрегата, которому временно присваивается  $(n+1)$ -й номер. Алгоритм представлен на рис. 3.

**Учет потерь энергии в электрических сетях.** Приближенный учет потерь в сетях производится предварительной корректировкой расходных характеристик агрегата из условия, что потери пропорциональны квадрату мощности агрегата. Такой метод равноценен методу «линеаризации» производных от потерь сети. Ограничения по пропускной способности линии не учитывались<sup>3</sup>.

**Организация исследования, результаты.** Разработанные алгоритмы позволили провести анализ факторов, влияющих на перерасход топлива. Рассматривались две условные тепловые концентрированные энергосистемы — большая (состоящая из 36 агрегатов) и малая (из 11 агрегатов). Каждый агрегат моделировался своей расходной характеристикой, показываю-

щей зависимость часового расхода топлива от его установленной мощности. Расходная характеристика задавалась в виде полинома второй степени. Рассматривались две величины регулировочного диапазона агрегатов «нормальный» и «сокращенный». Характеристики приведены в табл. 1. Значение регулировочного диапазона определялось из условия:

$$P^*_{ид} \% = (1 - P_{imin}/P_{imax}) 100.$$

Все расчеты проводились на ЦВМ «Минск-22». Оценивалось влияние следующих факторов: коэффициента резерва  $k_p$ ; размеров энергосистемы; величины регулировочного диапазона агрегатов; графика нагрузки энергосистемы; превышения располагаемой мощности над максимальной нагрузкой; диапазона регулирования частоты.

**Влияние резерва.** Перерасход топлива на содержание вращающегося резерва относительно невелик и в наиболее тяжелом случае для нормального регулировочного диапазона при  $k_p = 1,15$  не более 0,1% (малая система). Этот вывод справедлив, если режим энергосистемы с учетом резерва выбран и реализован правильно. Отметим, что оптимальный режим, как правило, соответствует неравномерному распределению нагрузки между однотипными агрегатами и его реализация вызывает известные трудности. При упрощенной оптимизации режима этот перерасход может возрасти. Возрастание мощности энергосистемы привело к увеличению потерь до 0,15%.

Сокращение регулировочного диапазона агрегатов приводит к заметному увеличению перерасхода топлива. Для рассмотренных выше условий  $k_p = 1,15$  перерасход топлива увеличился до 0,15 (малая) и до 0,25 (большая система).

Регулирование частоты заметно влияет на перерасход топлива и должно в ряде случаев учитываться при планировании работы энергосистемы и определении ее технико-экономических показателей. Из рис. 4 видно, что суточные потери топлива из-за изменения к. п. д. наиболее сильно сказываются при малом коэффициенте резерва. По мере повышения коэффициента резерва и при увеличении общего числа работающих агрегатов относительный вес этих потерь снижается, но увеличиваются потери от содержания резерва. Это вызвано тем, что в зоне большого числа работающих агрегатов эквивалентная характеристика относительно полого и изменение к. п. д. невелико.

**Влияние интегральных ограничений.** Для иллюстрации влияния суточных ограничений был рассмотрен

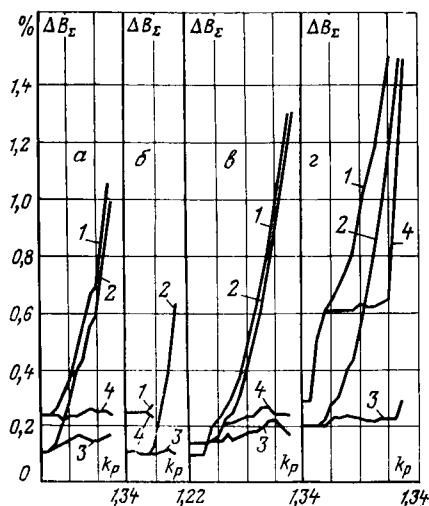


Рис. 4. Зависимость перерасхода условного топлива от коэффициента резерва и диапазона колебания нагрузки.

а — малая система, нормальный регулировочный диапазон; б — то же, сокращенный диапазон; в — большая система, нормальный регулировочный диапазон; г — то же, ограниченный диапазон; 1 — полный перерасход топлива при широком диапазоне колебаний нагрузки; 2 — то же, при узком; 3 — перерасход топлива от регулирования частоты, узкий диапазон колебания нагрузки; 4 — то же, широкий диапазон.

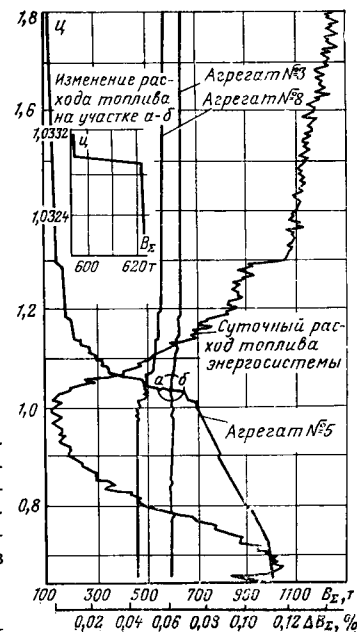


Рис. 5. Зависимость суточного расхода условного топлива энергосистемы от изменения цены энергоресурса агрегата № 5 и зависимости суточных расходов топлива агрегатов № 5, 3 и 8.

Участок (а-б) показан в более крупном масштабе.

Число агрегатов и их мощность, МВт		Регулировочный диапазон, %	
малая система	большая система	нормальный	сокращенный
2×50	4×50	50	30
7×100	14×100	50	25
2×200	7×200	40	30
	11×300	40	27

условный режим малой системы при одинаковой цене топлива ( $\forall C_i = 1$ ):

Номер агрегата	1	2	3	4	5	6
Суточный расход условного топлива, т	413,5	360,3	603,9	392,6	704,2	677,7
Номер агрегата	7	8	9	10	11	—
Суточный расход условного топлива, т	729,7	467,6	610,1	157,9	150,7	—

Затем производилась вариация цены пятого агрегата в пределах, обеспечивающих его работу от минимальных и максимальных величин суточных расходов. Результаты приведены на рис. 5, где показано изменение суточного расхода условного топлива трех агрегатов: третьего, пятого и восьмого при изменении условной цены топлива только пятого агрегата. Там же приведена кривая изменения суммарного расхода энергоресурса за сутки. Из рис. 5 видно, что зависимость расхода топлива от цены является разрывной функцией. Разрывы вызываются дискретным изменением состава с ростом цен.

Следует обратить внимание на зону при суточном расходе энергоресурса пятого агрегата, примерно равного 610 т/сутки. Более детальное исследование (рис. 5) показало, что при условной цене пятого агрегата  $C_5 = 1,032934$  его суточный расход условного топлива составляет 594,82 т. При снижении цены всего на одну миллионную (до  $C_5 = 1,032933$ ) суточный расход увеличивается почти на 5% и становится равным 621,53 т. Сопоставление оптимальных составов показывает, что при увеличении цены оказалось выгодным отключить пятый агрегат в 19-м часу. Это и вызывает скачок расхода. Зоны таких скачков характерны при увеличении цены топлива. При ее снижении кривая идет более монотонно.

Приведенный пример является достаточно характерным. Сходимость процесса подбора цен плохая, и в ряде случаев получить точное напередзаданное значение суточного расхода одновременно с выбором состава оборудования не представляется возможным. Итерационный процесс подбора цен должен прекращаться, если на двух соседних итерациях цены мало различимы, хотя точность по суточному расходу топлива не выполняется.

Близкие по цене режимы могут сильно отличаться по составу работающего оборудования, но они мало различимы по

общему расходу энергоресурса. Выбор одного из этих крайних режимов должен проводиться человеком-оператором в соответствии с общими принципами эргатических (человеко-машинных) систем [Л. 2]. Некоторую ясность в оценку почти равно-экономичных вариантов может внести учет пусковых расходов, увеличивая предпочтение варианта с относительно стабильным (в течение суток) составом.

Приближенное выполнение ограничения по балансу расхода топлива не вызывает больших экономических потерь и может выполняться с ошибкой до 5—10%. Однако может быть случай, когда несоблюдение баланса лишено физического смысла, например для ГЭС суточного регулирования стока. Более высокую точность выполнения ограничения можно получить, если, зафиксировав последний полученный состав агрегатов, дополнительно уточнить цену, перераспределяя нагрузку между этими агрегатами. Необходимость в получении баланса с высокой точностью может встретиться относительно редко, но, поскольку уточненный расчет ведется по тому же алгоритму, этот режим оптимизации считается допустимым.

**Выводы.** 1. Разработаны алгоритмы выбора состава и распределения нагрузки в концентрированной системе с учетом заданных требований по значению вращающегося резерва по активной и реактивной мощности и с учетом интегральных ограничений. Алгоритм предназначен для оценки экономической резервирования. Он может применяться при оперативном управлении энергосистемами.

2. Проведено исследование влияния значения вращающегося резерва и изменения к. п. д. при регулировании частоты на перерасход топлива. Это позволит более строго оценивать затраты на содержание резерва.

3. Интегральные ограничения по расходу энергоресурса могут быть учтены изменениями условной цены топлива. При итерационном процессе выбора состава с учетом ограничений наблюдаются разрывы и плохая сходимость, что не позволяет в ряде случаев точно выполнять интегральное ограничение.

4. Применение усложненных алгоритмов, оптимизирующих режим, учитывающих дополнительно влияющие факторы, является оправданным из-за заметной дополнительной экономии топлива.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алгоритмы и программы выбора состава работающих агрегатов энергосистем. Кишинев, «Штиинца», 1973. Авт.: В. Г. Журавлев, М. И. Бурлаку, М. В. Гродецкий и др.
2. Журавлев В. Г. Алгоритмические проблемы управления нормальными режимами энергосистем. Кишинев, «Штиинца», 1971.
3. Оптимизация режимов энергетических систем. Под ред. В. М. Синькова. Киев, «Вища школа», 1973.
4. Горнштейн В. М. Наивыгоднейшее распределение нагрузки между параллельно работающими электростанциями. М., Госэнергоиздат, 1959.
5. Борисов В. И. Проблемы векторной оптимизации. — В кн.: Исследование операций. М., «Наука», 1972.

[22.8.1975]



## Определение предела передаваемой мощности электропередачи в условиях эксплуатации электрической системы

Канд. техн. наук ФАЙБИСОВИЧ В. А.

Минск

Известны экспериментальные способы нахождения предела передаваемой мощности, заключающиеся в медленном изменении мощности до ее предельного значения либо в создании синхронных качаний, в процессе которых указанное предельное значение может быть зафиксировано [Л. 1 и 2].

Для оценки точности результатов необходимо многократное повторение этих опытов. Развитие объединенных энергосистем, усложнение связей и зависимостей между входящими в них объектами в ряде случаев затрудняет проведение подобных экспериментов. В связи с этим представляет интерес

разработка методов нахождения пределов передаваемой мощности, не требующих приближения системы к границе устойчивости либо создания существенных возмущений в исследуемой системе. Желательно также, чтобы получение результата сопровождалось оценкой его точности.

Рассмотрим задачу экспериментального нахождения предела передаваемой мощности станции, работающей на шины бесконечной мощности через разветвленную сеть, нагрузки в которой могут быть представлены неизменными сопротивлениями. Активная и реактивная мощность станции при напря-

жении на ее зажимах  $U_i$  определяются как [Л. 3]:

$$P_i = \frac{U_{2i}}{z_{11}} \sin \alpha_{11} + \frac{U_i U_{\text{ш}}}{z_{12}} \sin (\delta - \alpha_{12}); \quad (1)$$

$$Q_i = \frac{U_{2i}}{z_{11}} \cos \alpha_{11} - \frac{U_i U_{\text{ш}}}{z_{12}} \cos (\delta - \alpha_{12}), \quad (2)$$

где  $P_i, Q_i, U_i$  — измеренные значения активной, реактивной мощности и напряжения на шинах станций в  $i$ -м режиме;  $U_{\text{ш}}$  — эквивалентное значение напряжения шин бесконечной мощности;  $z_{11}, \alpha_{11}, z_{12}, \alpha_{12}$  — неизвестные параметры схемы замещения сети.

Определив значения пяти неизвестных ( $U_{\text{ш}}, z_{11}, \alpha_{11}, z_{12}, \alpha_{12}$ ), можно найти активную и реактивную мощности на шинах станции в любом, в том числе и в предельном режиме. Если на рассматриваемом промежутке времени напряжение  $U_{\text{ш}}$  остается неизменным, то для нахождения предела передаваемой мощности достаточно ограничиться определением трех эквивалентных параметров. В этом случае, исключая угол  $(\delta - \alpha_{12})$ , который может изменяться в пределах  $-\pi/2 \leq (\delta - \alpha_{12}) \leq \pi/2$ , из уравнений (1) и (2), приходим к уравнению:

$$\eta(U_i, P_i, Q_i, E, H, G) = U_{2i} H^2 - (P_i - U_{2i} E)^2 - (U_{2i} G - Q_i)^2 = 0, \quad (3)$$

где  $E = \frac{\sin \alpha_{11}}{z_{11}}$ ;  $H = \frac{U_{\text{ш}}}{z_{12}}$ ;  $G = \frac{\cos \alpha_{11}}{z_{11}}$  — являются опре-

деляемыми эквивалентными параметрами схемы. Для заданного уровня напряжений на шинах станции  $U_i$  пределы передаваемой мощности на выдачу  $P_{\text{max}}$  и на прием  $P_{\text{min}}$  вычисляются как:

$$P_{\text{max}} = U_{2i} E + U_i H; \quad (4)$$

$$P_{\text{min}} = U_{2i} E - U_i H. \quad (5)$$

При отсутствии ошибок измерений для определения  $E, H, G$  достаточно реализовать в исследуемой энергосистеме три различных установившихся режима, замерить величины  $P_i, Q_i, U_i$  в этих режимах, составить три уравнения типа (3) и решить полученную систему. Для уменьшения влияния неизбежных ошибок измерений необходимо увеличить число замеров и применить специальную методику их обработки.

Предположим, что на зажимах машины выполнено  $n$  измерений  $P_i, Q_i, U_i$  в различных установившихся режимах ( $n \geq 3$ ). Тогда задача определения искомых параметров может быть сформулирована как задача нахождения минимума функции

$$F = \sum_{i=1}^n [U_{2i} H^2 - (P_i - U_{2i} E)^2 - (U_{2i} G - Q_i)^2] \quad (6)$$

по переменным  $E, H, G$ .

При отсутствии ограничений необходимыми условиями экстремума функции  $F$  являются следующие уравнения:

$$\frac{\partial F}{\partial E} = \sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E) [U_{2i} H^2 - (P_i - U_{2i} E)^2 - (U_{2i} G - Q_i)^2] = 0; \quad (7)$$

$$\frac{\partial F}{\partial H} = H^2 \sum_{i=1}^n U_{2i} - \sum_{i=1}^n [U_{2i} (P_i - U_{2i} E)^2 + U_{2i} (U_{2i} G - Q_i)^2] = 0; \quad (8)$$

$$\frac{\partial F}{\partial G} = \sum_{i=1}^n U_{2i} (U_{2i} G - Q_i) [U_{2i} H^2 - (P_i - U_{2i} E)^2 - (U_{2i} G - Q_i)^2] = 0. \quad (9)$$

Система уравнений (7)–(9) в общем случае может иметь несколько стационарных точек — минимумов, максимумов, седловых точек. Для определения сочетания значений переменных  $E, H, G$ , соответствующих оцениваемому состоянию системы, требуется:

- 1) определить все действительные корни системы (7)–(9);
- 2) выделить из них значения  $E, H, G$ , наиболее близкие к искомым;
- 3) произвести уточнение этих корней до требуемой точности.

Для решения системы (7)–(9) подставим значение  $H^2$  из (8) в (7) и (9), тем самым перейдя к системе двух уравнений с двумя неизвестными  $E$  и  $G$ :

$$G^2 \left\{ \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} \sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E)}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} - \sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E) \right\} +$$

$$+ 2G \left\{ \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i (P_i - U_{2i} E) - \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E) \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} \right\} +$$

$$+ \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E) \left[ \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i^2 + \sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E)^2 \right]}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} -$$

$$- \sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E)^3 - \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i^2 (P_i - U_{2i} E) = 0; \quad (10)$$

$$G^3 \left\{ \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} \sum_{i=1}^n U_{2i}}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} - \sum_{i=1}^n U_{2i} \right\} + 3G^2 \left\{ \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i - \right.$$

$$- \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} \left. \right\} + G \left\{ \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} \sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E)^2}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} + \right.$$

$$+ \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i^2}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} + 2 \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} -$$

$$- \sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E)^2 - 3 \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i^2 \left. \right\} +$$

$$+ \left\{ \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i^2 (P_i - U_{2i} E)^2 + \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i^3 - \right.$$

$$- \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i \sum_{i=1}^n U_{2i} (P_i - U_{2i} E)^2}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} -$$

$$- \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i \sum_{i=1}^n U_{2i} Q_i^2}{\sum_{i=1}^n U_{2i}} \left. \right\} = 0. \quad (11)$$

Отделение действительных корней системы (10) и (11) может быть произведено методом вариации параметров [Л. 4], который применительно к рассматриваемому случаю сводится к многократному решению системы (10) и (11) при изменении параметра  $E$  в достаточно широком диапазоне значений. В результате решения получаем зависимости:

$$G_{ij} = f_1(E_j); \quad (12)$$

$$G_{ij} = f_2(E_j), \quad (13)$$

где  $G_{1j}$ ,  $G_{2j}$  — соответственно действительные решения уравнений (10) и (11) при  $E = E_j$ .

Строя графически зависимости (12) и (13), в точках их пересечения находим приближенные значения  $E$  и  $G$  корней системы (7) — (9). Из (8) получаем:

$$H = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [U_i^2 (P_i - U_i E)^2 + U_i^2 (U_i G - Q_i)^2]}{\sum_{i=1}^n U_i}}. \quad (14)$$

Наиболее сложным и наименее формализованным этапом рассматриваемой методики является выделение из множества действительных решений системы (7) — (9) значений переменных  $E$ ,  $H$ ,  $G$ , соответствующих оцениваемому состоянию системы.

Как показали расчеты, выполненные для ряда модельных и реальных задач, изложенный в [Л. 5] принцип, согласно которому искомое сочетание параметров  $E$ ,  $H$ ,  $G$  соответствует глобальному минимуму функции  $F$ , не всегда справедлив. Поэтому целесообразно использовать также другие методы, сочетая формальный и эвристический подход к решению задачи. Отметим прежде всего, что искомые значения  $E$  и  $H$  должны быть положительными, поскольку собственная мощность на шинах станции, определяемая формулой

$$P_{\text{соб}} = U^2 E, \quad (15)$$

и амплитуда взаимной мощности, равная

$$P_{\text{вз}} = UH, \quad (16)$$

по своему физическому смыслу являются положительными величинами.

Необходимо исключить из дальнейшего рассмотрения стационарные точки типа максимумов и седловых точек. Кроме того, реально наблюдавшиеся во время проведения эксперимента или в процессе предшествующей эксплуатации значения активной мощности должны, очевидно, укладываться в диапазон, ограничиваемый величинами  $P_{\text{max}}$ ,  $P_{\text{min}}$ , найденными с использованием данной методики. Сочетания  $E$ ,  $H$ ,  $G$ , не удовлетворяющие данному условию, могут далее не рассматриваться. Наконец, довольно часто ориентировочные значения пределов передаваемой мощности бывают известны по результатам расчетов ими из опыта эксплуатации. Сопоставление с указанными величинами облегчает выбор сочетания  $E$ ,  $H$ ,  $G$ , характеризующего оцениваемую систему.

В затруднительных случаях на начальной стадии эксперимента рекомендуется во всех реализуемых режимах поддерживать напряжение на шинах станции постоянным. Обработка полученных замеров с использованием изложенной в [Л. 6] методики позволяет найти ориентировочные значения искомых переменных. После отделения корней их уточнение может быть выполнено с помощью одного из итерационных методов решения системы нелинейных уравнений. На этой стадии целесообразно уточнить постановку задачи. При выводе выражений (6) — (9) всем измерениям приписывался одинаковый вес, что соответствует использованию классического метода наименьших квадратов [Л. 7]. Между тем очевидно, что одинаковые по величине ошибки измерения при выполнении замеров в разных точках факторного пространства по-разному влияют на точность определения искомых параметров. Учет этого обстоятельства может быть произведен в рамках метода взвешенных наименьших квадратов [Л. 7].

Пусть в  $n$  различных режимах станции выполнены измерения  $P_i$ ,  $Q_i$ ,  $U_i$  на шинах, причем математическое ожидание ошибок измерения равно нулю и эти ошибки не коррелированы между собой. Тогда математическое ожидание поверхности отклика (3) для  $i$ -го измерения, вычисленное с использованием

приведенных в [Л. 7] выражений, равно:

$$M[\eta_i] = U_i^2 H^2 - (P_i - U_i E)^2 - (U_i G - Q_i)^2 - D_P - D_Q + D_U (H^2 + 2P_i E - 6U_i^2 E^2 - 6U_i^2 G^2 + 2Q_i G), \quad (17)$$

где  $D_P$ ,  $D_Q$ ,  $D_U$  — дисперсии ошибок измерения соответственно  $P$ ,  $Q$ ,  $U$ .

Дисперсия поверхности отклика в  $i$ -м измерении  $D_{\eta_i}$  с учетом членов не выше второго порядка малости равна:

$$D_{\eta_i} = [2H^2 U_i + 4U_i E (P_i - U_i E) - 4U_i G (U_i G - Q_i)]^2 D_U + [2(P_i - U_i E)]^2 D_P + [2(U_i G - Q_i)]^2 D_Q + [H^2 + 2EP_i - 6U_i^2 E^2 - 6U_i^2 G^2 + 2Q_i G]^2 D_U + 2D_P + 2D_Q + [4U_i E]^2 D_P D_U + [4U_i G]^2 D_Q D_U; \quad (18)$$

В качестве искомых параметров  $E$ ,  $H$ ,  $G$  будем рассматривать их значения, соответствующие минимуму функции  $F_1$ :

$$F_1 = \sum_{i=1}^n \omega_i \{U_i^2 H^2 - (P_i - U_i E)^2 - (U_i G - Q_i)^2 -$$

$$- D_P - D_Q + D_U (H^2 + 2P_i E - 6U_i^2 E^2 - 6U_i^2 G^2 + 2Q_i G)\}, \quad (19)$$

где  $\omega = \frac{1}{D_{\eta_i}}$ .

Если функция  $F_1$  многоэкстремальна, то используются значения  $E$ ,  $H$ ,  $G$  в точке, наиболее близкой к минимуму, выделенному на предыдущей стадии анализа. Необходимыми условиями экстремума функции  $F_1$  является выполнение следующих условий:

$$\frac{\partial F_1}{\partial E} = \sum_{i=1}^n 2\omega_i \{U_i^2 H^2 - (P_i - U_i E)^2 - (U_i G - Q_i)^2 -$$

$$- D_P - D_Q + D_U [H^2 + 2P_i E - 6U_i^2 E^2 - 6U_i^2 G^2 + 2Q_i G]\} \times \\ \times \{2(P_i - U_i E)U_i + D_U [2P_i - 12U_i^2 E]\} = 0; \quad (20)$$

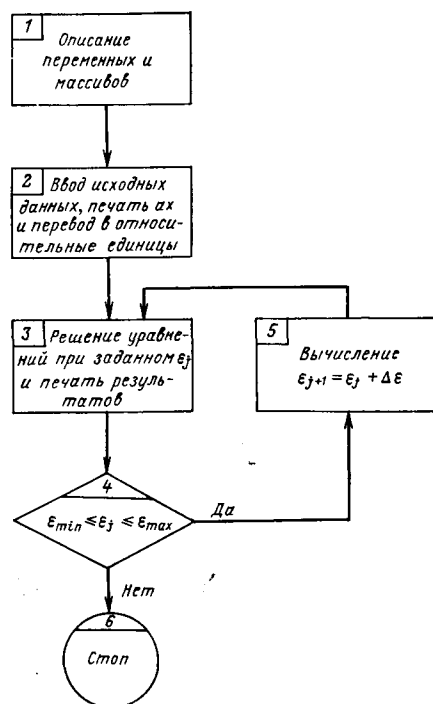


Рис. 1. Блок-схема решения системы нелинейных уравнений методом вариации параметров.

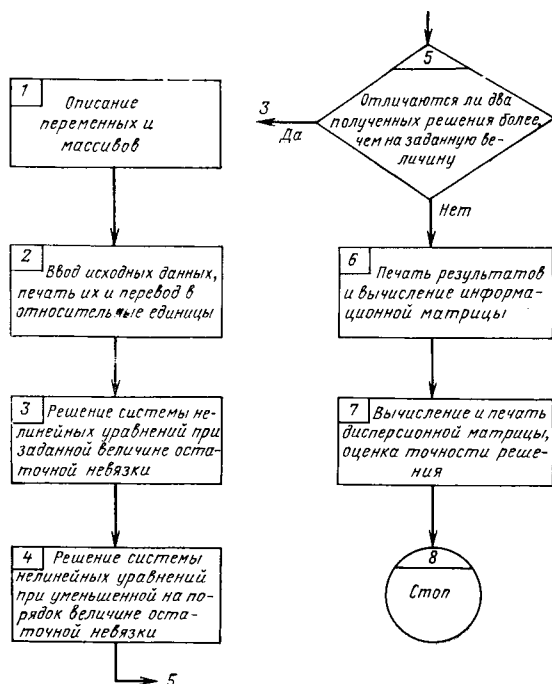


Рис. 2. Блок-схема программы уточнения значений переменных и оценки точности решения.

$$\frac{\partial F_1}{\partial H} = \sum_{i=1}^n 2\omega_i \{U_{2i}H^2 - (P_i - U_{2i}E)^2 - (U_{2i}G - Q_i)^2 - D_P - D_Q + D_U[H^2 + 2P_iE - 6U_{2i}E^2 - 6U_{2i}G^2 + 2Q_iG]\} \{2HU_{2i} + 2D_UH\} = 0; \quad (21)$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial G} = \sum_{i=1}^n 2\omega_i \{U_{2i}H^2 - (P_i - U_{2i}E)^2 - (U_{2i}G - Q_i)^2 - D_P - D_Q + D_U[H^2 + 2P_iE - 6U_{2i}E^2 - 6U_{2i}G^2 + 2Q_iG]\} \times \{-2U_{2i}(U_{2i}G - Q_i) + D_U(2Q_i - 12U_{2i}G)\} = 0. \quad (22)$$

Система уравнений (20)–(22) может быть решена с использованием итерационных численных методов. На каждой итерации уточняются как значения весов измерений  $\omega_i$ , так и искомые значения переменных  $E, H, G$ .

Вопрос о требуемой точности решения системы (20)–(22) не является тривиальным, поскольку, например, не имеется однозначной связи между величиной остаточной невязки системы (20)–(22) и погрешностью определения параметров  $E, H, G$ . Поэтому в качестве первого шага выполняется двукратное решение системы (20)–(22) со значениями остаточной невязки, отличающимися на порядок. Если два полученных решения отличаются друг от друга достаточно мало (например, по каждой из независимых переменных менее чем на 1%), то точность считается достаточной. В противном случае величина невязки уменьшается еще в 10 раз и снова повторяется сравнение результатов.

После получения искомых параметров  $E, H, G$  требуется оценить точность их определения. Указанная оценка выполняется путем построения информационной  $\bar{M}$  и дисперсионной  $\bar{D}$  матриц [Л. 7]. Элементы информационной матрицы, вычисленные с использованием уточненного выражения для поверхности отклика (17), запишем в виде:

$$m_{11} = \sum_{i=1}^n \omega_i \{2(P_i - U_{2i}E)U_{2i} + D_U(2P_i - 12U_{2i}E)\}^2; \quad (23)$$

$$m_{12} = \sum_{i=1}^n \omega_i \{2(P_i - U_{2i}E)U_{2i} + D_U(2P_i - 12U_{2i}E)\} \times \{2HU_{2i} + 2HD_U\}; \quad (24)$$

$$m_{13} = \sum_{i=1}^n \omega_i \{2(P_i - U_{2i}E)U_{2i} + D_U(2P_i - 12U_{2i}E)\} \times \{-2U_{2i}(U_{2i}G - Q_i) + D_U(2Q_i - 12U_{2i}G)\}; \quad (25)$$

$$m_{22} = \sum_{i=1}^n \omega_i (2HU_{2i} + 2HD_U)^2; \quad (26)$$

$$m_{23} = \sum_{i=1}^n \omega_i \{2HU_{2i} + 2HD_U\} \{-2U_{2i}(U_{2i}G - Q_i) + D_U(2Q_i - 12U_{2i}G)\}; \quad (27)$$

$$m_{33} = \sum_{i=1}^n \omega_i \{-2U_{2i}(U_{2i}G - Q_i) + D_U(2Q_i - 12U_{2i}G)\}^2. \quad (28)$$

Обращение информационной матрицы  $\bar{M}$  дает дисперсионную матрицу  $\bar{D}$ :

$$\bar{D} = \bar{M}^{-1}. \quad (29)$$

Оперируя элементами дисперсионной матрицы  $\bar{D}$ , можно оценить точность определения параметров  $E, H, G$ , а также величин, связанных с ними заданными функциональными зависимостями [Л. 8]. Например, диагональные элементы матрицы  $\bar{D}$  равны дисперсии оценок величин  $E, H, G$ , а прочие элементы определяют взаимокорреляционные моменты. На основе известных выражений [Л. 8] определяются среднеквадратичные оценки пределов передаваемой мощности на выдачу  $\sigma_{P \max}$  и прием  $\sigma_{P \min}$ :

$$\sigma_{P \max} = \sqrt{d_{11}U^4 + 2d_{12}U^3 + d_{22}U^2}; \quad (30)$$

$$\sigma_{P \min} = \sqrt{d_{11}U^4 - 2d_{12}U^3 + d_{22}U^2}, \quad (31)$$

где  $d_{11}, d_{12}, d_{22}$  — соответствующие элементы дисперсионной матрицы  $\bar{D}$ .

Описанные алгоритмы реализованы в виде программы на языке «Алгол-60», отлаженных на ЦВМ «БЭСМ-4». Блок-схемы программ приведены на рис. 1 и 2. Проверка указанных программ на модельных примерах, а также использование их для обработки результатов испытаний нескольких станций Белорусской энергосистемы подтвердила изложенные теоретические положения и показала, что точность определения искомых параметров является приемлемой, а затраты машинного времени сравнительно небольшими.

**Пример 1.** Изложенная методика и комплекс программ были первоначально опробованы на модельном примере. Было принято  $E=0,2; H=2,0; G=1,8$ . Используя указанные величины  $E, H, G$  и задаваясь значениями активной мощности на шинах генерирующего источника в пределах от 600 до 1000 МВт, а напряжения — от 330 до 350 кВ, были просчитаны

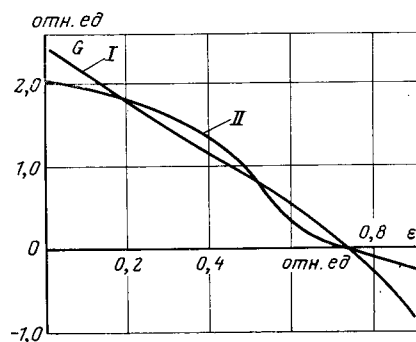


Рис. 3. Траектории корней при решении уравнений методом вариации параметров.

I и II — решения уравнений (10) и (11) соответственно.

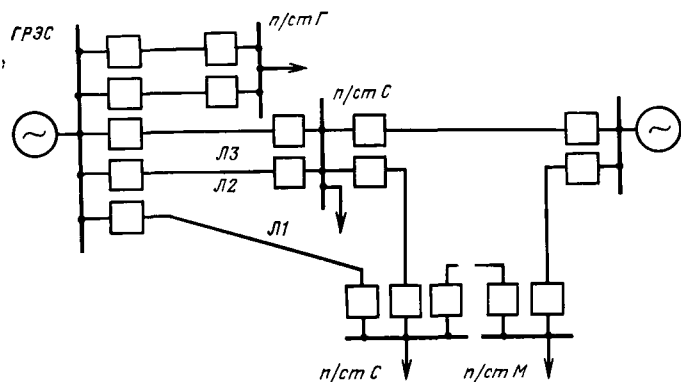


Рис. 4. Упрощенная схема примыкания Березовской ГРЭС к Белорусской энергосистеме во время испытаний.

соответствующие значения реактивной мощности. Расчеты выполнялись в относительных единицах при

$$W_0 = 1000 \text{ МВ} \cdot \text{А} \text{ и } U_0 = 330 \text{ кВ}.$$

С использованием полученных значений  $P_i$ ,  $Q_i$ ,  $U_i$  было выполнено решение системы (10) и (11) методом вариации параметров, на что понадобилось 15 мин машинного времени ЦВМ «БЭСМ-4» (включая трансляцию и печать результатов). Результаты решения иллюстрируются рис. 3, где проведены траектории действительных корней уравнений (10) и (11). Система (7)–(9) имеет три действительных решения. Вычисление значений функции  $F$  в каждой из рассматриваемых точек дает следующие величины:  $E=0,2$ ;  $H=2,0$ ;  $G=1,8$ ;  $F=0,265923 \cdot 10^{-6}$ ;  $E=0,508$ ;  $H=0,967218$ ;  $G=0,84$ ;  $F=0,072903$ ;  $E=0,75$ ;  $H=0,173867$ ;  $G=-0,04$ ;  $F=0,013595$ .

Анализ полученных результатов показывает, что вторая точка соответствует локальному максимуму функции  $F$  и должно быть исключено из дальнейшего анализа. Значение  $P_{\max}$ , вычисленное с использованием формулы (4) для третьей точки ( $E=0,75$ ,  $H=0,173867$ ) меньше, чем значение мощности  $P$  при выполнении части исходных расчетов, моделирующих процесс натурального эксперимента. Поэтому данная точка также может не рассматриваться. Единственным претендентом остается первая точка. Затем использованные значения  $P_i$ ,  $Q_i$ ,  $U_i$  были искажены таким образом, чтобы моделировать ошибки измерения, математическое ожидание и взаимокорреляционные моменты которых были бы равны нулю.

Значение ошибок измерения соответствовало выполнению измерений с использованием лабораторных приборов класса 0,5. Указанные искаженные значения были использованы в качестве исходных данных для программы, блок-схема которой изображена на рис. 2. На выполнение данного этапа расчета затрачено 5 мин машинного времени ЦВМ «БЭСМ-4».

В результате работы программы получено:  $E=0,20804076$ ;  $H=1,9783052$ ;  $G=1,7801781$ .

Значения пределов передаваемой мощности  $P_{\max}$  и  $P_{\min}$  и их среднеквадратичные ошибки соответственно равны:

$$P_{\max} = 2186,35 \text{ МВт}; \sigma_{P_{\max}} = 41,32 \text{ МВт};$$

$$P_{\min} = 1770,26 \text{ МВт}; \sigma_{P_{\min}} = 78,48 \text{ МВт}.$$

Сравнение полученных результатов точными значениями  $P_{\max} = 2200 \text{ МВт}$  и  $P_{\min} = 1800 \text{ МВт}$  свидетельствуют о надежности методики оценки.

**Пример 2.** Интересно сопоставить результаты определения предела передаваемой мощности с использованием АВМ с результатами, полученными традиционными методами. На рис. 4 изображена в упрощенном виде схема примыкания Березовской ГРЭС, на которой проводились испытания по применению АВМ, к Белорусской энергосистеме. В процессе проведения натурных испытаний<sup>1</sup> для различного состава ВЛ, связывающих Березовскую ГРЭС с энергосистемой, выполнялось изменение напряжения на высоковольтных шинах от 230 до 250 кВ и суммарной активной мощности по транзитным ВЛ 220 кВ (линии Л1, Л2, Л3) от 50 до 250 МВт (на станции в работе находились 4 блока по 165 МВт). Контрольный расчет предела мощности выполнялся на автоматизированном расчетном столе переменного тока.

При отключении Л1 получено:

$$\begin{aligned} \text{по предлагаемому методу} & P_{\max} = 798 \text{ МВт}; \\ \text{на расчетном столе} & P_{\max} = 803 \text{ МВт}. \end{aligned}$$

При отключении Л1 и Л2:

$$\begin{aligned} \text{по предлагаемому методу} & P_{\max} = 602 \text{ МВт}. \\ \text{на расчетном столе} & P_{\max} = 638 \text{ МВт}. \end{aligned}$$

Учитывая, что при подготовке схемы и расчете предела передаваемой мощности на расчетном столе переменного тока использовался ряд упрощенных допущений, совпадение результатов следует признать удовлетворительным.

Предыдущее изложение касалось использования найденных параметров схемы замещения сети для вычисления предела передаваемой мощности. Очевидно, что найденные величины могут быть использованы для решения более широкого круга задач, в частности, нахождения потокораспределения в нормальных и аварийных режимах.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Маркович И. М. Режимы энергетических систем. М., «Энергия», 1969. 360 с.
2. Портной М. Г., Хачатуров А. А. Экспериментальное определение устойчивости электрических систем. М., «Энергия», 1968. 72 с.
3. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., «Высшая школа», 1970. 472 с.
4. Фильченков П. Ф. Справочник по высшей математике. Киев, «Наукова думка», 1972. 743 с.
5. Шиголов Б. М. Математическая обработка наблюдений. М., «Наука», 1969. 344 с.
6. Красновский А. З., Файбисович В. А. Новые способы определения запаса статической устойчивости действующей энергосистемы. — В кн.: Доклады на III Всесоюзном научно-техническом совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. Л., «Энергия», 1973, с. 154–161.
7. Федоров В. В. Теория оптимального эксперимента. М., «Наука», 1971. 312 с.
8. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., Физматгиз, 1962. 564 с.

<sup>1</sup> В испытаниях, проведенных под руководством А. З. Красновского принимали участие В. И. Куперман, А. С. Мерняев, Э. В. Ченцов.

[26.9.1975]

# Учет влияния обмотки возбуждения и проводящих клиньев при расчете параметров ферромагнитного зубчатого ротора

Канд. техн. наук ГЛАЗКОВ В. П.

Лысыва

Методика расчета параметров ферромагнитного зубчатого ротора изложена в [Л. 1]. В этой статье предложена инженерная методика учета влияния проводящих сред — обмотки возбуждения и клиньев, крепящих обмотку в пазах, на параметры зубчатого ротора в переходных режимах, т. е. рассмотрена конструкция, характерная для синхронных неявнополюсных машин (двигателей, турбогенераторов).

В соответствии с изложенной в [Л. 1] методикой следует каждую катушку обмотки возбуждения, уложенную в соответствующие пазы, рассматривать в совокупности со сцепленным с ней потоком. Будем, однако, полагать, что доля потока, сцепленная с каждой катушкой, в достаточной степени характеризуется обмоточным коэффициентом, а в целом со всей обмоткой — обмоточным коэффициентом для основной гармонической. Этот коэффициент при одинаковых пазах ротора [Л. 2]

$$k_2 = \frac{2p \sin \frac{\pi}{2} \gamma'}{Z_2 \sin \frac{\pi p}{Z_2'}}; \quad (1)$$

при различных пазах, например пазах разной глубины [Л. 1],

$$k_2 = \frac{\frac{1}{4p} Z_2 \sum_{m=1}^{2p} s_m \cos \frac{(2t-1)\pi p}{Z_2'}}{\omega_2}, \quad (2)$$

где  $\gamma' = \frac{Z_2}{Z_2'}$  — отношение числа пазов ротора  $Z_2$  к числу пазовых делений  $Z_2'$ ;  $p$  — число пар полюсов;  $s_m$  — число эффективных проводников в  $m$ -м пазу;  $t$  — целое число

$$\left(t = 1; 2; \dots, \frac{1}{4p} Z_2\right).$$

Если с обмоткой возбуждения, имеющей  $\omega_2$  витков на полюс, сцеплен гармонически изменяющийся поток, амплитуда которого  $\dot{\Phi}_B$ , то уравнение, связывающее этот поток с наведенной им в обмотке э. д. с.  $\dot{E}_B$ , в комплексной форме имеет вид [Л. 3]:

$$\dot{E}_B = -j\pi 2\sqrt{2} p f_1 \omega_2 k_2 \dot{\Phi}_B, \quad (3)$$

где  $s$  — скольжение ротора относительно поля статора.

Ток в цепи обмотки возбуждения, вызванный действием э. д. с.  $\dot{E}_B$ , определяется по формуле

$$I_B = \frac{\dot{E}_B}{Z_B} = \frac{\dot{E}_B}{r_B + jx_B s},$$

где  $r_B$ ,  $x_B$  — активное и реактивное сопротивления цепи обмотки возбуждения, причем  $x_B$  определено при частоте питающей сети  $f_1$ .

Амплитуда н. с. обмотки возбуждения на пазу полюсов с учетом того, что взаимодействие цепей статора и обмотки возбуждения происходит по первым гармоникам:

$$\dot{F}_B = 2\sqrt{2} I_B \omega_2 k_2 \frac{k_f}{k_d} = \frac{2\sqrt{2} \dot{E}_B \omega_2 k_2}{k_{ad} Z_B},$$

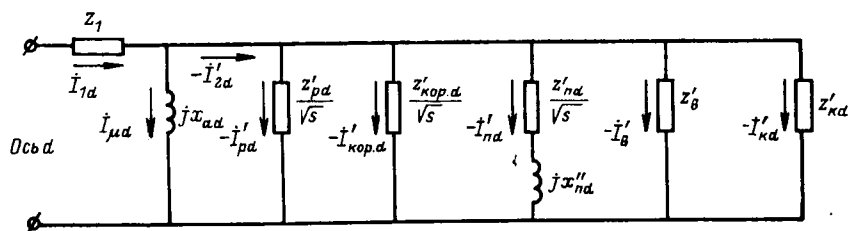


Рис. 1.

где  $k_f = k_d/k_{ad} = B_{B1}/B_B$  — коэффициент формы поля возбуждения, равный отношению амплитуды индукции основной волны поля возбуждения к действительному максимальному значению поля возбуждения.

Учитывая (3) и принимая во внимание, что в схему замещения рис. 1 ток цепи обмотки возбуждения ( $-I'_B$ ) входит со знаком минус, получаем формулу комплексного магнитного сопротивления обмотки возбуждения:

$$Z_B = j \frac{8\pi f_1 s p}{k_{ad} Z_B} (\omega_2 k_2)^2.$$

Тогда эквивалентное приведенное к обмотке статора электрическое сопротивление обмотки возбуждения, выраженное в относительных единицах, определяется по формуле [Л. 1]:

$$z'_B = \frac{r'_B}{s} + jx'_B = \frac{mk_{ad} I_{1H(\Phi)}}{2\pi U_{1H(\Phi)}} \left( \frac{\omega_1 k_1}{p\omega_2 k_2} \right)^2 \left( \frac{r_B}{s} + jx_B \right), \quad (4)$$

где  $m$  — число фаз;  $I_{1H(\Phi)}$ ,  $U_{1H(\Phi)}$  — номинальные фазные ток и напряжение соответственно.

Немагнитные проводящие клинья оказывают влияние как на осевую, так и на тангенциальную проводимости ротора по продольной и поперечной осям. Точный аналитический расчет их влияния с учетом распределения токов по клиньям и зубцам, контактных сопротивлений между ними, зависящих от ряда конструктивных и технологических причин и скорости вращения ротора, представляет сложную задачу. Поэтому для инженерных расчетов предположим, что клинья и торцевые части ротора, по которым замыкаются токи, протекающие в клиньях, представляют изолированные контуры, причем плотности токов в клиньях и торцевых частях, образованных чередующимися кромками зубцов и концевыми участками клиньев, одинаковы. Полагаем также, что клинья выполнены сплошными по длине ротора  $l_p$ . Кроме того, будем пренебрегать зависимостью активного сопротивления коронок зубцов в торцевой зоне от скольжения, считая их полностью насыщенными. Тогда эквивалентное приведенное к обмотке статора электрическое сопротивление таких контуров, выраженное в относительных единицах, будет иметь вид, аналогичный (4): по оси  $d$

$$z'_{kd} = \frac{z'_{kd}}{s} + jx'_{kd} = \frac{8mk_{ad} I_{1H(\Phi)}}{\pi U_{1H(\Phi)}} \left( \frac{\omega_1 k_1}{Z_2 k_{k2d}} \right)^2 \left( \frac{r_{kd}}{s} + jx_{kd} \right); \quad (5)$$

по оси  $q$

$$z'_{kq} = \frac{r'_{kq}}{s} + jx'_{kq} = \frac{8mk_{aq} I_{1H(\Phi)}}{\pi U_{1H(\Phi)}} \left( \frac{\omega_1 k_1}{Z_2 k_{k2q}} \right)^2 \left( \frac{r_{kq}}{s} + jx_{kq} \right), \quad (6)$$

где  $k_{k2d}$ ,  $k_{k2q}$  — коэффициенты основной волны рассматриваемых контуров по осям  $d$  и  $q$ ;  $r_{kd}$ ,  $r_{kq}$  — активные сопротивления контуров;  $x_{kd}$ ,  $x_{kq}$  — индуктивные сопротивления контуров, определенные при частоте питающей сети  $f_1$ .

Коэффициенты основной волны контуров могут быть определены по (1) и (2) при  $s_m = 1$ :

$$k_{k2d} = \frac{2p \sin \frac{\pi}{2} \gamma'}{Z_2 \sin \frac{\pi p}{Z_2'}}; \quad k_{k2q} = \frac{\frac{1}{4p} Z_2 \sum_{m=1}^{2p} \sin \frac{(2t-1)\pi p}{Z_2'}}{Z_2}.$$

Активные сопротивления контуров могут быть рассчитаны на основании следующих соображений. С учетом принятых допущений средний периметр замыкания токов в контурах

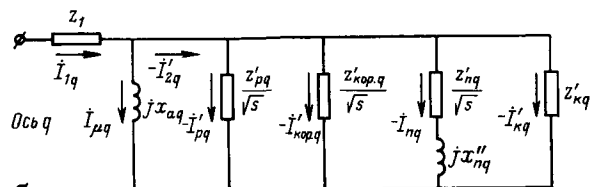


Рис. 2.

в предположении, что контуры выполнены из материала клиньев сечением, равным сечению клина в пазу: по оси  $d$

$$П_{kd} = 2k_{k2d} \left\{ l_p + \left[ b_k \frac{Z_2}{2p} + \left( \tau_p - b_k \frac{Z_2}{2p} \right) \frac{\gamma_k}{\gamma_{Fe}} \right] \right\}; \quad (7)$$

по оси  $q$

$$П_{kq} = 2k_{k2q} \left\{ l_p + \left[ b_k \frac{Z_2}{2p} + \left( \tau_p - b_k \frac{Z_2}{2p} \right) \frac{\gamma_k}{\gamma_{Fe}} \right] \right\}; \quad (8)$$

где  $b_k$  — ширина клина;  $\gamma_k$  — удельная электропроводность материала клиньев;  $\gamma_{Fe}$  — удельная электропроводность стали ротора.

Поделив (7) и (8) на  $2l_p$ , получим коэффициенты, показывающие увеличение активных сопротивлений контуров за счет торцевых (лобовых) частей:

$$k_{л. kd} = k_{k2d} \left\{ 1 + \frac{1}{l_p} \left[ b_k \frac{Z_2}{2p} + \left( \tau_p - b_k \frac{Z_2}{2p} \right) \frac{\gamma_k}{\gamma_{Fe}} \right] \right\};$$

$$k_{л. kq} = k_{k2q} \left\{ 1 + \frac{1}{l_p} \left[ b_k \frac{Z_2}{2p} + \left( \tau_p - b_k \frac{Z_2}{2p} \right) \frac{\gamma_k}{\gamma_{Fe}} \right] \right\};$$

тогда

$$r_{kd} = \frac{Z_2}{p} r_{kl} k_{л. kd};$$

$$r_{kq} = \frac{Z_2}{p} r_{kl} k_{л. kq},$$

где  $r_{kl}$  — сопротивление клина длиной  $l_p$ .

Индуктивные сопротивления контуров могут быть приближенно определены аналогично индуктивному сопротивлению обмотки возбуждения при числе проводников в пазу, равном единице.

Схемы замещения неявнополюсной синхронной машины с учетом обмотки возбуждения (4) и контуров с клиньями (5) и (6) представлены на рис. 1 и 2. Методика определения остальных параметров схем замещения изложена в [Л. 1].

В случае применения металлических бандажей для креп-

ления лобовых частей обмотки возбуждения их влияние может быть учтено путем соответствующего изменения параметров схем замещения. Например, в двигателях серии СТД мощностью 630—12 500 кВт, напряжением 6 и 10 кВ, выпускаемых Лысьвенским турбогенераторным заводом, используются отставленные от бочки ротора немагнитные бандажки из алюминиевого сплава АК-4-1. Поскольку отсутствует металлический контакт между бочкой ротора и бандажом, влияние последнего сказывается в основном на индуктивных сопротивлениях лобовых частей обмоток статора и ротора и параметрах торцевой зоны ферромагнитного сердечника ротора. Экранирующее действие немагнитного бандажки приводит к уменьшению поля, создаваемого при пуске статором, в торцевой зоне ротора, т. е. к увеличению магнитной проницаемости, уменьшению глубины проникновения и, как следствие этого, возрастанию активного и снижению индуктивного сопротивлений ферромагнитного сердечника. Экспериментальные исследования на моделях двигателей серии СТД показали, что с достаточной для инженерных расчетов точностью можно учесть влияние немагнитного бандажки изменением аргумента  $A$  [Л. 1], приняв для ферромагнитных участков ротора

$$A \approx 0,97 + j1,94 \approx 2,17 e^{j63^\circ 30'}$$

и оставив в остальном методику определения параметров без изменений.

Отличительной особенностью предложенных схем замещения является то, что каждый параметр ротора определяется с учетом геометрии торцевой зоны и растекания по ней торцевых токов (в противоположность большинству известных методик, в которых учет торцевого эффекта производится введением поправочных коэффициентов в расчет при роторе бесконечной длины). Следует также отметить, что независимо от наличия или отсутствия обмотки возбуждения и проводящих клиньев методика определения параметров ферромагнитных элементов ротора остается неизменной [Л. 1], а снижение напряженности магнитного поля на ферромагнитных участках при наличии этих проводящих контуров учитывается при решении схем замещения. Последнее обстоятельство дает возможность по единой методике, составленной с учетом проводящих контуров на роторе, выполнять расчеты при отсутствии тех или иных контуров, что значительно упрощает задачу как при ручном, так и машинном счете.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глазков В. П. Расчет параметров ферромагнитного зубчатого ротора. — «Электричество», 1975, № 9.
2. Турбогенераторы. Расчет и конструкция. Л., «Энергия», 1967. Авт.: В. В. Титов, Г. М. Хуторешский, Г. А. Загородная и др.
3. Куцевалов В. М. Синхронные машины с массивными полюсами. Рига, Изд. АН Латв. ССР, 1965.

[10.3.1975]



УДК 621.313.322-82.013.1.001.24

## Расчет магнитных потоков в явнополюсном генераторе при асимметричном воздушном зазоре<sup>1</sup>

Инж. НЕЦЕЕВСКИЙ А. Б.

ВНИИЭ

При расчете магнитной цепи многополюсной электрической машины вычисление магнитных потоков проводится в контуре, образованном парой полюсов ротора, участком ярма статора и участком ярма ротора. Далее полученные результаты обобщаются на всю машину. При равных воздушных зазорах под полюсами такой метод расчета позволяет получить достаточно точные результаты.

Однако на практике часто возникает необходимость определения значений магнитных потоков в электрической машине

с асимметричным воздушным зазором, что требуется для расчета появляющихся при этом неуравновешенных сил магнитного тяжения и вибраций. В таких случаях расчет обычно проводят без учета магнитного сопротивления стальных конструкций статора и ротора, и принимается во внимание только магнитное сопротивление воздушного зазора. Такой подход приемлем для ориентировочного определения распределения магнитных потоков. Количественные характеристики при указанном способе расчета получаются недостаточно точные в силу того, что значение магнитного сопротивления активной стали электрической машины может составлять до 40% величины магнитного сопротивления воздушного зазора. Поэтому

<sup>1</sup> Статья написана по результатам работы, выполненной под руководством доктора техн. наук, проф. Элькина Ю. М.

пренебрежение магнитным сопротивлением активной стали при расчете магнитной цепи обуславливает довольно большую погрешность, учет которой крайне затруднителен.

Вычисление значений магнитных потоков в контурах многополюсной электрической машины при асимметричном воздушном зазоре представляет значительные трудности, во-первых, из-за нелинейного характера зависимостей магнитных проводимостей участков магнитной цепи от величин магнитных потоков, и, во-вторых, из-за неоднородности материалов отдельных участков магнитной цепи, которая обуславливает различные магнитные характеристики участков (ярмо статора, зубцовая зона, воздушный зазор, полюса ротора, ярмо ротора). Для решения этой задачи был составлен алгоритм, реализация которого осуществлялась на ЦВМ М-222.

При решении рассматривался гидрогенератор с обмоткой статора без параллельных ветвей, работающий в режиме холостого хода с возбуждением. Отсутствие параллельных ветвей принято потому, что при их наличии в них появляются уравнительные токи, которые способствуют некоторому выравниванию индукции в воздушном зазоре. Как будет видно из дальнейшего, алгоритм позволяет разрешать задачу при различных уровнях возбуждения и даже при неполных ампер-витках отдельных полюсов ротора.

Задача решается в статике, исходя из предположения, что асимметрия воздушного зазора обусловлена неправильной формой ротора или неправильной формой статора, но не наличием этих дефектов одновременно. При такой постановке задачи при вращении ротора форма зазора и, следовательно, характер распределения магнитных потоков остаются неизменными или относительно ротора — в случае правильной формы ротора.

Схема замещения магнитной цепи гидрогенератора приведена на рис. 1. Такое представление удобно для большей общности исходных уравнений, составленных для расчета схемы методом контурных токов. При составлении алгоритма и решении задачи пренебрегалось рассеянием полюсов ротора, так как его учет усложняет схему замещения и, что более существенно при расчете многополюсных машин, вдвое увеличивает порядок системы уравнений при расчете схемы замещения методом контурных токов.

Для приведенной схемы, замещающей  $N$ -полюсный генератор, может быть составлено  $N+1$  уравнение (по числу независимых контуров).

Для  $N$  контуров, образованных смежными полюсами ротора, уравнения будут иметь вид:

$$\Phi_k = i_{k-1}(RZ_k + R3_k + R\Pi_k) + i_k(RZ_k + R3_k + R\Pi_k + RZ_{k+1} + R3_{k+1} + R\Pi_{k+1} + RC_k + RP_k) + i_{k+1}(RZ_{k+1} + R3_{k+1} + R\Pi_{k+1}) + (-1)^{k-1}i_{N+1}RP_k - E_k - E_{k+1} = 0. \quad (1)$$

В уравнениях этого вида  $k$  меняется от 1 до  $N$ , но следует учесть, что в случае, когда  $k=1$ , под  $k-1$  элементом следует понимать  $N$ -й элемент схемы, а в случае, когда  $k=N$ , под  $k+1$  элементом имеется в виду 1-й элемент.

Для  $(N+1)$ -го контура уравнение может быть записано следующим образом:

$$\varphi_{N+1} = \sum_{k=1}^N RP_k [(-1)^{k-1}i_k + i_{N+1}] = 0. \quad (2)$$

В уравнениях (1) и (2) приняты следующие обозначения:  $i_k$  — контурный ток  $k$ -го контура, являющийся электрической аналогией магнитного потока;  $E_k$  — ампер-витки обмотки возбуждения (н. с.)  $k$ -го полюса;  $RZ$ ,  $R3$ ,  $R\Pi$ ,  $RC$  и  $RP$  — магнитные сопротивления зубцовой зоны, воздушного зазора, полюса ротора, участков ярма статора и ротора.

Уравнение (2) и  $N$  уравнений вида (1) образуют систему нелинейных алгебраических уравнений с нелинейными параметрами  $RZ$ ,  $R\Pi$ ,  $RC$  и  $RP$ , зависящими от искомых контурных токов  $i$ . Для разрешения данной системы был применен метод Ньютона, суть которого заключается в поиске решения путем последовательного приближения.

Как известно, применение этого метода оправдано в случаях, когда исходные функции не имеют разрывов, монотонны и имеют один корень. Функции  $\Phi_1 \dots \Phi_{N+1}$  удовлетворяют данному требованию, что обусловило целесообразность применения данного метода для решения указанной задачи. В соответствии с изложенным, исходя из системы нелинейных уравне-

ний, образованной уравнениями (1) и (2), может быть составлена новая система нелинейных уравнений относительно неизвестных поправок аргументов  $\Delta i_k$ . В матричном представлении эта система будет иметь вид:

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial \varphi_1}{\partial i_1} & \frac{\partial \varphi_1}{\partial i_2} & \frac{\partial \varphi_1}{\partial i_3} & \dots & \frac{\partial \varphi_1}{\partial i_{N+1}} \\ \frac{\partial \varphi_2}{\partial i_1} & \frac{\partial \varphi_2}{\partial i_2} & \frac{\partial \varphi_2}{\partial i_3} & \dots & \frac{\partial \varphi_2}{\partial i_{N+1}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_1} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_2} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_3} & \dots & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_{N+1}} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \dots \\ \Delta i_{N+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\varphi_1 \\ -\varphi_2 \\ \dots \\ -\varphi_{N+1} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Для первого цикла поиска решения частные производные и вектор свободных членов вычисляются при исходном (произвольном) значении контурных токов  $i_{k(0)}$  и соответствующих им значениях нелинейных параметров  $RZ_{k(0)}$ ,  $R\Pi_{k(0)}$ ,  $RC_{k(0)}$ ,  $RP_{k(0)}$ . В качестве исходного значения контурных токов целесообразно взять значения, близкие реальным при среднем симметричном воздушном зазоре; эти значения можно определить по паспортным данным генератора.

Разрешение данной системы относительно  $\Delta i_{k(0)}$  позволяет перейти к следующему циклу поиска решения: вычислить новые значения аргументов  $i_{k(1)} = i_{k(0)} + \Delta i_{k(0)}$ , соответствующие им  $RZ_{k(1)}$ ,  $R\Pi_{k(1)}$ ,  $RC_{k(1)}$ ,  $RP_{k(1)}$  и получить новые значения элементов матрицы и вектора свободных членов. Процесс поиска продолжается до тех пор, пока вычисленные по результатам предыдущего цикла значения  $\Phi_k$  не будут с заданной точностью равны нулю.

Рассчитанные таким образом неизвестные контурные токи  $i_k$  позволяют определить токи (или, что то же, магнитные потоки) в отдельных участках схемы замещения:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_k &= i_{k-1} + i_k; \\ \Phi C_k &= i_k; \\ \Phi P_k &= i_k + (-1)^{k-1}i_{N+1}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

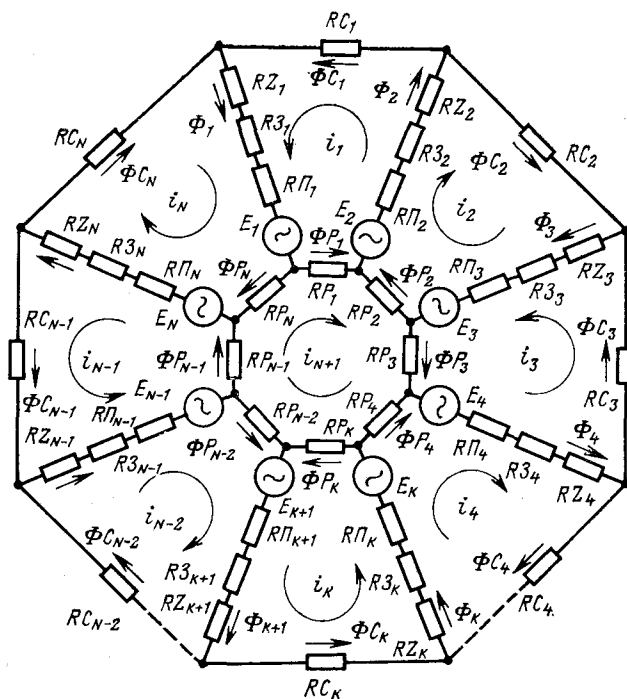


Рис. 1.

где  $\Phi_k$  — магнитный поток в  $k$ -й ветви, состоящей из зубцовой зоны, воздушного зазора и полюса;  $\Phi_{Ck}$  — магнитный поток в  $k$ -м участке ярма статора;  $\Phi P_k$  — магнитный поток в  $k$ -м участке ярма ротора.

Известно, что магнитное сопротивление участка магнитной цепи

$$R = \frac{lH}{BS}, \quad (5)$$

где  $l$  — длина участка;  $S$  — площадь поперечного сечения;  $H$  — напряженность магнитного поля, нелинейно связанная с индукцией  $B$  (соответственно материалу участка).

Принимая во внимание, что в общем случае  $BS = \Phi$  можно записать  $R = f(\Phi)$  и, переходя к приведенным выше обозначениям, а также учитывая, что для зубцовой зоны и ярма статора зависимость между  $H$  и  $B$  одинакова:

$$\left. \begin{aligned} RZ_k &= f_1(\Phi_k) = f_1(i_{k-1} + i_k); \\ RC_k &= f_1(\Phi_{Ck}) = f_1(i_k); \\ RP_k &= f_2(\Phi_k) = f_2(i_{k-1} + i_k); \\ RP_k &= f_3(\Phi P_k) = f_3(i_k + (-1)^{k-1} i_{N+1}). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Из (6) следует, что нелинейные параметры каждой ветви  $RZ$ ,  $RP$  и  $RC$  зависят только от суммы смежных контурных токов, протекающих в данной ветви, а параметр  $RC$  только от соответствующего контурного тока.

Таким образом, в первых  $N$  уравнениях исходной системы нелинейные параметры, входящие в каждое  $k$ -е уравнение зависят от токов  $i_{k-1}$ ,  $i_k$ ,  $i_{k+1}$  и  $i_{N+1}$  и не зависят от остальных токов. Параметры же, входящие в  $(N+1)$ -е уравнение, зависят от всех токов.

С учетом вышесказанного в матрице системы (3) будут присутствовать следующие элементы:

$A(k, k)$ ,  $A(k, N+1)$ ,  $A(N+1, k)$ , где  $k$  принимает значение от 1 до  $N$ ;

$A(k, k+1)$ ,  $A(k+1, k)$ , где  $k$  принимает значения от 1 до  $N-1$ ;  $A(1, N)$ ,  $A(N, 1)$ .

Остальные элементы матрицы будут нулями, поэтому окончательно система (3) примет вид:

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial \varphi_1}{\partial i_1} & \frac{\partial \varphi_1}{\partial i_2} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \frac{\partial \varphi_1}{\partial i_N} & \frac{\partial \varphi_1}{\partial i_{N+1}} \\ \frac{\partial \varphi_2}{\partial i_1} & \frac{\partial \varphi_2}{\partial i_2} & \frac{\partial \varphi_2}{\partial i_3} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \varphi_2}{\partial i_{N+1}} \\ 0 & \frac{\partial \varphi_3}{\partial i_2} & \frac{\partial \varphi_3}{\partial i_3} & \frac{\partial \varphi_3}{\partial i_4} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \varphi_3}{\partial i_{N+1}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \varphi_N}{\partial i_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{\partial \varphi_N}{\partial i_{N-1}} & \frac{\partial \varphi_N}{\partial i_N} & \frac{\partial \varphi_N}{\partial i_{N+1}} \\ \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_1} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_2} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_3} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_4} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_5} & \dots & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_{N-2}} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_{N-1}} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_N} & \frac{\partial \varphi_{N+1}}{\partial i_{N+1}} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \Delta i_3 \\ \vdots \\ \Delta i_N \\ \Delta i_{N+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\varphi_1 \\ -\varphi_2 \\ -\varphi_3 \\ \vdots \\ -\varphi_N \\ -\varphi_{N+1} \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Таким образом, полная схема одного цикла поиска решения будет следующая. По контурным токам  $i_k$  (исходным или полученным в результате предыдущего цикла) вычисляются магнитные потоки в различных участках магнитной цепи. Далее с учетом геометрических размеров определяется индукция в каждом участке и по таблицам  $B=f(H)$  соответствующие напряженности магнитного поля. Затем вычисляются магнитные сопротивления и значения функций  $\Phi_k(i_k)$ . Для расчета необходимых для заполнения матрицы системы (7) частных производных всем контурным токам поочередно дается приращение (в рассчитанном варианте это приращение численно равнялось 0,001 Вб). При новых значениях контурных токов описанным путем определяются значения функций  $\Phi_k(i_k + 0,001)$ . Разность  $\Phi_k(i_k + 0,001) - \Phi_k(i_k)$ , отнесенная к величине приращения, является значением соответствующего эле-

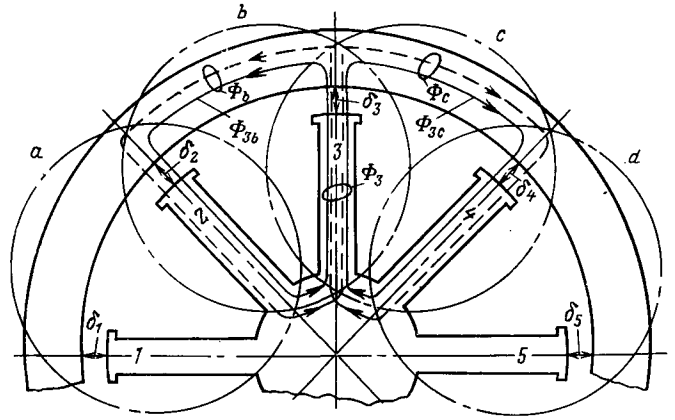


Рис. 2.

мента матрицы. Решением системы (7) цикл заканчивается. Вычисленные значения поправок  $\Delta i_k$  позволяют перейти к следующему циклу поиска решения.

Как упоминалось выше, данная задача была решена на ЦВМ М-222. Программа составлена таким образом, что позволяет с небольшими изменениями в исходном числовом материале вычислять магнитные потоки в явнополюсной машине с любым числом полюсов, и ограничением является только объем памяти ЦВМ. Программа была проверена для случая восьмиполюсного генератора, но геометрические размеры и характеристики активных материалов соответствовали реальному гидрогенератору типа СВ-1340/150-96.

Описанный метод расчета магнитных потоков в явнополюсных генераторах с асимметричным воздушным зазором довольно трудоемок. Для практических расчетов можно пользоваться приближенным способом, который, как будет видно из дальнейшего, дает вполне удовлетворительные результаты. Суть предлагаемого приближенного способа состоит в следующем.

Вся магнитная цепь электрической машины разбивается на элементарные контуры ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  и т. д. — рис. 2) так, что каждый полюс принадлежит двум смежным контурам. Далее рассчитываются магнитные потоки в каждом элементарном контуре с учетом величин воздушных зазоров под полюсами, входящими в расчетный контур, потоков рассеяния и зубчатости якоря, а также магнитных характеристик участков цепи. При расчете коэффициентов Картера и рассеяния полюсов в каждом элементарном контуре в расчет вводится полусумма величин воздушных зазоров под полюсами, принадлежащими данному контуру.

Принято основное допущение, что магнитный поток в каждом полюсе зависит только от воздушного зазора под ним и под соседними полюсами, т. е. пренебрегается ответвлениями потока через все полюса, не смежные с расчетным. Задача по

Таблица 1

$\delta$ , см	$\Phi_T$ , Вб	$\Phi_{\Pi}$ , Вб	$\Delta = \frac{\Phi_T - \Phi_{\Pi}}{\Phi_{\Pi}} 100 \%$
1,7	0,37002	0,3715	0,4
1,5	0,38165	0,38025	0,4
1,3	0,39564	0,39375	0,5
1,1	0,40715	0,4050	0,5
1,0	0,41157	0,4080	0,9
1,2	0,40193	0,40025	0,4
1,4	0,38897	0,3875	0,4
1,6	0,37546	0,37525	0,06

Таблица 2

$\delta$ , см	$\Phi_T$ , Вб	$\Phi_{\Pi}$ , Вб	$\Delta = \frac{\Phi_T - \Phi_{\Pi}}{\Phi_{\Pi}} 100 \%$
1,7	0,38325	0,38875	1,4
1,1	0,39778	0,39375	1,0
1,3	0,39940	0,39375	1,4
1,5	0,38005	0,38225	0,6
1,6	0,37902	0,37925	0,06
1,4	0,38588	0,3875	0,4
1,2	0,40571	0,40025	1,4
1,0	0,40365	0,3985	1,3

Таблица 3

$\delta$ , см	$\Phi_T$ , Вб	$\Phi_{\Pi}$ , Вб	$\Delta = \frac{\Phi_T - \Phi_{\Pi}}{\Phi_{\Pi}} 100 \%$
2,4	0,32348	0,3310	2,3
2,1	0,33920	0,33975	0,2
1,7	0,37110	0,36675	1,2
1,3	0,39416	0,39225	0,5
1,0	0,41214	0,4065	1,4
1,1	0,40563	0,40175	1,0
1,5	0,38480	0,37975	1,3
1,9	0,35254	0,35025	0,7

определению магнитных потоков в элементарных контурах обычно решается путем последовательного приближения и носит название «обратной»: по известной н. с. цепи определяется магнитный поток в контуре.

Для этого задаются значениями потока и с учетом геометрических размеров и магнитных характеристик участков вычисляются их н. с., т. е. решается несколько «прямых» задач. Задача считается решенной при равенстве суммы н. с. участков заданной н. с. цепи.

Расчетный элементарный контур состоит из воздушного зазора, зубцовой зоны, ярма статора, полюсов ротора и ярма ротора. Вычисленное значение магнитного потока в контуре являлось бы истинным, если бы зазоры под всеми полюсами были равны между собой. В нашем же случае определим потоки в полюсах следующим образом.

Рассмотрим часть магнитной цепи машины, состоящую из двух контуров —  $b$  и  $c$  (рис. 2). Поток в полюсе 3 разветвляется на две части  $\Phi_{3b}$  и  $\Phi_{3c}$ . Согласно принятому допущению поток  $\Phi_{3b}$  зависит только от зазоров  $\delta_2$  и  $\delta_3$ , а поток  $\Phi_{3c}$  — от  $\delta_3$  и  $\delta_4$ . Примем поток  $\Phi_{3b}$  равным половине потока  $\Phi_b$ , вычисленного для элементарного контура  $b$ , а поток  $\Phi_{3c}$  — половине потока  $\Phi_c$ . Тогда поток в полюсе 3 —  $\Phi_3$  определим как сумму потоков  $\Phi_{3b}$  и  $\Phi_{3c}$ :

$$\Phi_3 = \Phi_{3b} + \Phi_{3c} = \frac{\Phi_b}{2} + \frac{\Phi_c}{2}. \quad (8)$$

Таким образом, вычислив потоки в элементарных контурах  $\Phi_a, \Phi_b, \dots, \Phi_n$ , можно определить поток в каждом по-

Таблица 4

$\delta$ , см	$\Phi_T$ , Вб	$\Phi_{\Pi}$ , Вб	$\Delta = \frac{\Phi_T - \Phi_{\Pi}}{\Phi_{\Pi}} 100 \%$
2,4	0,35801	0,3620	1,1
1,0	0,38318	0,37325	2,7
2,0	0,37615	0,37325	0,8
1,4	0,36217	0,3675	1,5
1,9	0,38003	0,3715	2,3
1,3	0,36630	0,36775	0,4
2,2	0,36507	0,36375	0,4
1,2	0,36761	0,3620	1,5

Таблица 5

$P$ , мкМ		$\frac{P_{\text{расч}} - P_{\text{опыт}}}{P_{\text{опыт}}} 100 \%$
Расчет	Опыт	
200	212	5,7
186	168	10,7
211	205	2,9
234	243	3,7
257	283	9,2
283	314	9,9
309	339	8,8
311	347	10,4
249	290	14,1
217	219	1,0

люсе. Для проверки предложенного приближенного способа были проведены расчеты при тех же исходных данных, что и точный расчет.

В табл. 1—4 приведены результаты расчетов магнитных потоков точным  $\Phi_T$  и приближенным  $\Phi_{\Pi}$  способами в восьми-полюсном генераторе при различном характере асимметрии воздушного зазора  $\delta$ , а также погрешности приближенного способа расчета.

Из таблиц следует, что для данных вариантов асимметричного зазора погрешность не превосходит 3%, а поскольку приведенные варианты довольно полно охватывают возможные случаи асимметрии воздушного зазора, можно предположить, что указанная погрешность приближенного способа расчета максимальна, или близка к ней. Следует отметить, что в случае симметричного зазора погрешность приближенного способа составляет 0,8%, что может быть обусловлено пренебрежением в точном методе расчета коэффициентом рассеяния полюсов.

Описанный приближенный способ расчета был применен при вычислении магнитных потоков в реальном гидрогенераторе типа СВ  $\frac{1340}{150}$  - 96 при различных случаях асимметрии

воздушного зазора. По вычисленным значениям потоков были определены силы магнитного притяжения между каждым из полюсов ротора и статором, что позволило, применив известную схему замещения статора монолитным кольцом конечной жесткости, упруго закрепленным на фундаменте, рассчитать низкочастотные вибрации сердечника статора и сравнить их с результатами натурального эксперимента при соответствующих случаях асимметрии воздушного зазора.

Сопоставление расчетных и опытных размахов виброисменений  $P$ , приведенных в табл. 5, показывает хорошее их совпадение — различие не превосходит 15%. Таким образом, даже такой косвенный способ оценки погрешности предложенного приближенного расчета подтверждает достаточную его точность при определении значений магнитных потоков в явно-полюсном генераторе с асимметричным воздушным зазором.

Применение приближенного способа не ограничено числом полюсов генератора, что наряду с простотой, делает его удобным для практических расчетов.

[10.2.1975]



# Работа однофазного генератора переменного тока на периодически разряжающуюся емкость

АЛЕКСЕЕВ А. Н., ЧЕПЛАНОВ В. И.

Москва

Система, состоящая из генератора переменного тока, выпрямителя, накопительного конденсатора, разрядного устройства, может найти применение там, где необходимо выделение в нагрузку кратковременных мощных импульсов при большой скажности и относительно маломощном источнике питания. В частности, по этому принципу построены системы зажигания стационарных газовых двигателей [Л. 1], мотоциклетных [Л. 2] и некоторых других типов двигателей внутреннего сгорания (рис. 1). В качестве источника питания этих систем обычно применяются магнитоэлектрические генераторы переменного тока.

В статье рассматривается случай, при котором поток холостого хода генератора синусоидальной формы

$$\Phi = \Phi_m \sin(\omega t + \alpha). \quad (1)$$

Моменту начала заряда конденсатора соответствует фазовый угол  $\alpha$ . Разряд конденсатора на нагрузку происходит при подаче управляющего импульса на тиристор от датчика, синхронизированного с генератором (рис. 1). Время разряда конденсатора  $T_p$  определяется процессами в контуре, образованном накопительным конденсатором и первичной обмоткой катушки зажигания [Л. 3]. Обычно  $T_p \ll T_3$ ,  $T_3 = (T - T_p) \approx T$ , где  $T = 1/f$  — период следования импульсов;  $f$  — частота следования;  $T_3$  — время задержки.

В схеме рис. 1 индуктивность катушки зажигания и ее активное сопротивление значительно меньше, чем индуктивность и сопротивление генератора ( $L_k \ll L$ ,  $r_k \ll R_2$ ). Поэтому открытое состояние тиристора практически соответствует короткому замыканию генератора. Это подтверждается осциллограммой напряжения (рис. 2, участок  $ab$ ), снятой с выходных зажимов генератора в точках  $ab$  рис. 1.

Для аналитического рассмотрения процессов заряда накопительного конденсатора, может быть принята схема замещения рис. 3. Электродвижущая сила холостого хода генератора  $e(t)$  определится следующим образом:

$$e = -\omega \frac{d\Phi}{dt} = -\omega \Phi_m \cos(\omega t + \alpha) = -\omega \Phi_m \sin(\omega t + \psi) = E_m \sin(\omega t + \psi),$$

где  $E_m = -\omega \frac{\pi p n}{30} \Phi_m$ ;  $\psi = \alpha \pm \pi/2$ ;  $p$  — число пар полюсов генератора;  $n$  — частота вращения;  $\Phi_m$  — максимум потока холостого хода, Вб;  $\omega$  — число витков обмотки генератора.

Наличие разрядного контура учитывается в схеме замещения переключателями  $K_1$  и  $K_2$ . Переключатель  $K_1$  имеет три положения (I, II, III). Переключатель  $K_2$  может находиться в положениях «включено» и «выключено».

Когда  $K_1$  находится в положении I — цепь генератора разомкнута (холостой ход генератора); перевод  $K_1$  в положение II при одновременном размыкании  $K_2$  соответствует началу заряда конденсатора и протеканию тока в направлении, обеспечивающем заряд. В момент замыкания ключа  $K_2$  (открытие тиристора)  $K_1$  переводится в положение III. Это соответствует предположению о том, что генератор практически замкнут накоротко, а процессы в разрядном контуре протекают независимо от процессов в генераторе. Переходные процессы в разрядном контуре подробно исследованы в [Л. 2].

В общем случае можно считать, что после окончания разрядного процесса на конденсаторе (к моменту размыкания  $K_2$ ) остается заряд напряжением  $U_0 = \xi U_{к.зар}$ , где  $U_{к.зар}$  — напряжение в момент конца зарядного процесса;  $\xi$  — постоянный коэффициент, который в частном случае может быть равен нулю. Кроме того, при составлении схемы замещения были приняты следующие допущения:

индуктивность генератора не зависит от угла поворота ротора и заменяется эквивалентной индуктивностью, определяемой следующим образом:

$$L = L_{эkv} = \frac{L_{max} + L_{min}}{2};$$

запирание и отпирание тиристора происходит мгновенно и без потерь, т. е. тиристор представляется идеальным переключателем.

Запишем операторные уравнения для двух случаев.

Первый случай.  $K_1$  в положении II,  $K_2$  в положении «выключено»:

$$L_p I(p) - L_p I_0 + \frac{I(p)}{pC} + U_0 + RI(p) = E_m \frac{p^2 \sin \psi + \omega p \cos \psi}{p^2 + \omega^2}; \quad (2)$$

$$\frac{I(p)}{pC} + U_0 = U(p). \quad (3)$$

Разрешая (2) относительно  $I(p)$  и подставляя в (3), получим:

$$U(p) = \frac{E_m}{LC} \frac{p^2 \sin \psi + \omega p \cos \psi}{(p^2 + \omega^2) [(p+a)^2 + \omega_0^2]} + U_0 \frac{p^2 + 2ap}{(p+a)^2 + \omega_0^2} + \frac{I_0}{C} \frac{p}{(p+a)^2 + \omega_0^2}. \quad (4)$$

Переходя к оригиналам по формулам преобразования Лапласа и произведя алгебраические преобразования, получим:

$$u_c = U_m [\sin(\omega t + \psi_c) - e^{-at} (A \sin \omega_0 t + B \cos \omega_0 t)]; \quad (5)$$

$$i = I_m [\sin(\omega t + \psi_i) - e^{-at} (Q \sin \omega_0 t + G \cos \omega_0 t)], \quad (6)$$

где

$$A = \frac{a}{\omega_0} \sin \psi_c + \frac{\omega}{\omega_0} \cos \psi_c - \frac{U_0 a C + I_0}{U_m \omega_0 C},$$

$$B = \sin \psi_c - \frac{U_0}{U_m}; \quad Q = \frac{\omega_0}{\omega} \cos \psi_i - \frac{a}{\omega_0} \sin \psi_i + \frac{U_0 + a L I_0}{I_m \omega_0 L}; \quad G = \sin \psi_i - \frac{I_0}{I_m}; \quad U_m = \frac{E_m}{C z \omega}; \quad I_m = \frac{E_m}{z};$$

$\psi_c = \psi - \varphi - \frac{\pi}{2}$  — начальная фаза напряжения;  $\psi_i = \psi - \varphi$  — начальная фаза тока:

$$\psi = \arccos \frac{R}{z}; \quad z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2};$$

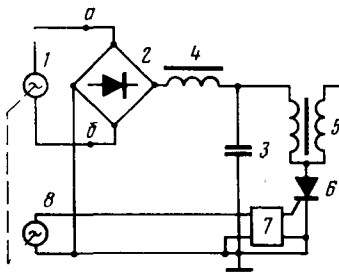


Рис. 1. Схема системы зажигания.

1 — генератор; 2 — выпрямитель; 3 — накопительный конденсатор; 4 — зарядный дроссель; 5 — катушка зажигания; 6 — тиристор; 7 — формирователь управляющих импульсов; 8 — датчик.

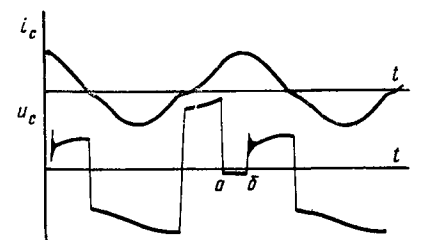


Рис. 2. Осциллограммы напряжения и тока в цепи генератора.

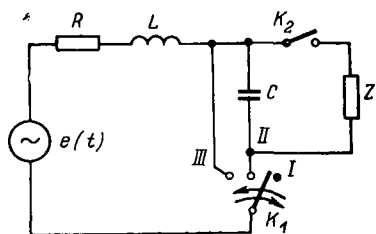


Рис. 3. Схема замещения.

$R_r, R_{др}$  — активное сопротивление обмотки генератора и дросселя соответственно;  
 $L = L_r + L_{др} \approx L_r (L_{др} \ll L_r)$ ;  
 $Z$  — сопротивление нагрузки (катушки зажигания).

$\omega_0 = \frac{1}{LC}$  — собственная частота контура;  $\omega = \frac{p\pi}{30}$  — угловая скорость;  $a = \frac{R}{2L}$ .

Второй случай.  $K_1$  в положении III,  $K_2$  в положении «включено».

$$LpI(p) + LpI(0) + RI(p) = Em \frac{p^2 \sin \psi + \omega p \cos \psi}{p^2 + \omega^2}. \quad (7)$$

Решая это уравнение относительно  $I(p)$  и переходя к оригиналам по формулам преобразования Лапласа, получим:

$$i = I_m [\sin(\omega t + \psi') - e^{-\delta t} \sin \psi'] + I' e^{-\delta t}, \quad (8)$$

где

$$I_m = \frac{Em}{y} = \frac{Em}{R^2 + (\omega L)^2}; \quad \delta = \frac{R}{L};$$

$I'_0$  — значение тока в цепи генератора в конце заряда конденсатора;

$$\psi't = \psi' - \alpha; \quad \alpha = \arccos \frac{r}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}.$$

Полученные выражения позволяют осуществить построение кривых тока и напряжения заряда накопительного конденсатора при известных параметрах цепи заряда ( $R, L, C$ ), фиксированных частоте вращения генератора, частоте следования разрядов конденсатора, постоянной длительности разряда  $T_p$ , произвольно выбранном фазовом угле  $\psi$ .

При установившемся режиме в момент  $t=0$  в цепи заряда конденсатора существуют начальные условия  $i(0)=I_0$  и  $u(0)=U_0$ . Эти начальные условия однозначно связаны с фазовым углом  $\psi$  и входят в выражения для тока и напряжения заряда (5) и (6). Нахождение значений  $U_0$  и  $I_0$  может быть осуществлено только с учетом процессов, предшествующих процессу заряда.

Установившийся режим в системе зажигания может быть достигнут двояким образом:

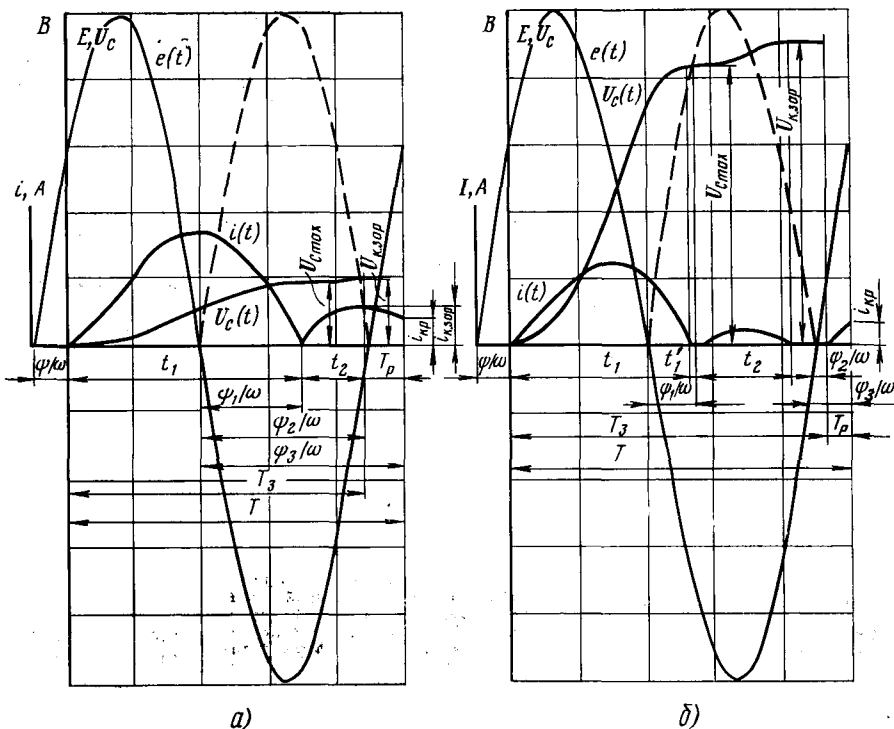
плавным повышением скорости генератора от нуля до заданного уровня при непрерывном следовании циклов заряд-разряд конденсатора;

первоначальным увеличением скорости генератора в режиме холостого хода до необходимого уровня, а затем, подключением всей схемы с зарядной и разрядной цепью к выходным зажимам генератора.

В конечном итоге при любом способе заряда установится режим, характеризующийся в момент  $t=0$  (начало заряда) однозначным соответствием между  $\psi, I_0$  и  $U_0$ .

Рис. 4. Кривые напряжения и тока заряда накопительного конденсатора при нулевых начальных условиях.

$a$  — при  $t=t_1$   $U_{c \max} < |e(t)|$ ;  $b$  — при  $t=t_1$   $U_{c \max} > |e(t)|$ .



Второй способ заряда не применяется на практике, поскольку э. д. с. холостого хода генератора при большой скорости может достигать значений, намного превышающих номинальное напряжение заряда конденсатора, и привести к повреждению изоляции. Однако при теоретическом рассмотрении вопроса удобно предположить, что установившийся режим осуществляется вторым способом. В этом случае можно считать, что при первоначальном подключении генератора к схеме заряда начальные условия нулевые ( $I_0=0, U_0=0$ ).

Построение кривых напряжения  $U_1=f(t)$  и тока  $i_1=f(t)$  представлено на рис. 4. Кривые токов и напряжений построены при одном произвольно выбранном фазовом угле  $\psi$  и разных соотношениях частот  $\omega$  и  $\omega_0$ .

Формулы (5) и (6), по которым производится расчет, справедливы только до тех пор, пока ток протекает в прямом направлении ( $t_1$  на рис. 4), так как в схеме рис. 1 имеется выпрямитель.

Как видно из графиков, в зависимости от соотношения частот  $\omega$  и  $\omega_0$  максимум напряжения на конденсаторе в момент перехода тока через нуль отстает от максимума э. д. с. холостого хода на разный угол. В связи с этим могут быть следующие соотношения между максимумом напряжения на емкости и абсолютным значением э. д. с. холостого хода в данный момент:

$$U_{c \max} < |e(t)|_{t=t_m} \quad (\text{рис. 4, а});$$

$$U_{c \max} > |e(t)|_{t=t_m} \quad (\text{рис. 4, б}),$$

где  $t_m$  — время, соответствующее  $U_{c \max}$ .

В зависимости от этого расчет заряда от второй и последующих полувольт э. д. с. холостого хода производится различным образом.

С учетом выпрямителя дальнейший расчет следует проводить с другим фазовым углом и другими начальными условиями. Начальные условия в обоих случаях будут следующими: при  $t=0$   $U_0=U_{c \max}$ ;  $I_0=0$ . Фазовый угол для первого случая определится:

$$\psi_1 = \omega t_1 + \psi - \pi. \quad (9)$$

Во втором случае заряд конденсатора возобновится через какое-то время  $t'_1$  (рис. 4, б), когда абсолютная величина э. д. с. холостого хода достигнет значения напряжения на конденсаторе.

Величину  $t'_1$  можно определить из соотношения:

$$Em \sin [\omega(t_1 + t'_1) + \psi] = -U_{c \max},$$

откуда

$$t'_1 = \frac{1}{\omega} \left[ \arcsin \left( -\frac{U_{c \max}}{Em} \right) - \psi \right] - t_1. \quad (10)$$

При этом величина фазового угла определяется следующим образом:

$$\varphi_1 = \varphi + \omega(t_1 + t'_1) - \pi. \quad (11)$$

Процесс заряда конденсатора заканчивается в момент отпирания тиристора. Общее время заряда представляет собой период следования искры  $T$  за вычетом времени разряда конденсатора и определяется по формуле:

$$T_{\text{зар}} = T - T_{\text{разр}},$$

где  $T = \omega/(nz)$ ;  $z$  — число искр за оборот;  $n$  — частота вращения генератора;  $T_{\text{разр}}$  — длительность разрядного процесса.

В конце заряда на конденсаторе имеется напряжение  $U_{\text{к.зар}}$ , и в цепи протекает ток  $i_{\text{к.зар}}$ . В частном случае может быть  $i_{\text{к.зар}} = 0$  (рис. 4, б).

Как уже говорилось выше, после отпирания тиристора ток в цепи генератора теперь следует определять по формуле (8). Начальными условиями при этом будут:  $t=0$ ,  $I_0 = I_{\text{к.зар}}$ . Фазовый угол можно определить по формулам (9) и (11).

В конце разрядного процесса ток в цепи примет значение  $i_{\text{к.разр}}$ . Далее начинается вновь заряд конденсатора. Однако начальные условия уже будут отличными от нуля, т. е. при  $t=0$   $U_0 = \xi U_{\text{к.зар}}$ ,  $I_0 = I_{\text{к.разр}}$ . Фазовый угол, если ток от предыдущей полувольты э. д. с. холостого хода не достиг нуля (рис. 4), равен:  $\varphi_3 = \varphi_2 + \omega(t_2 + T_p)$ . Если начал протекать ток от следующей полувольты э. д. с., то  $\varphi_3 = \varphi$ . Таким образом производится расчет нескольких циклов заряд — разряд, до тех пор пока результаты расчета от цикла к циклу будут отличаться незначительно, т. е. получим режим, близкий к установившемуся.



## Характеристики асинхронных одномашинных преобразователей частоты

Канд. техн. наук ПОПОВ В. И.

Горьковский политехнический институт

Электромашинные преобразователи частоты в одномашинном исполнении (ОПЧ) выгодно отличаются от двухмашинных и однокорпусных преобразователей более простой конструкцией, меньшими массой и габаритами, более высокими энергетическими показателями. Применение совмещенных обмоток в ОПЧ еще более упрощает конструкцию преобразователя и повышает его эксплуатационную надежность.

В статье рассмотрены асинхронные одномашинные преобразователи частоты с совмещенными обмотками (ОПЧС), двигательная и генераторная части которых выполнены в виде асинхронных машин [Л. 1 и 2]. Такие ОПЧС (рис. 1) выполняются в конструкции асинхронной машины с контактными кольцами, имеют две разнополюсные обмотки 1 и 2 на статоре и одну обмотку совмещенного типа на роторе. Трехфазные обмотки статора подключаются к первичной сети с частотой  $f_1$  и создают  $(2p_1=2)$ -полюсное поле  $\Phi_1$  и  $(2p_2=6)$ -полюсное поле  $\Phi_2$ , вращающиеся встречно относительно друг друга. Преобразованное напряжение с частотой

$$f_2 = s_2 f_1 = \left[ 1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] f_1 \approx \frac{p_1 + p_2}{p_1} f_1$$

снимается с трех контактных колец ротора. Скольжение  $s_2 \approx \frac{(p_1 + p_2)}{p_1} > 1$ , т. е. вторая машина асинхронного ОПЧС ра-

ботает в режиме электромагнитного тормоза (условно «генератор»);  $s_1 \approx 0$  — скольжение двигателя ОПЧС.

Разнополюсные обмотки ОПЧС взаимноиндуктивно друг с другом не связаны, что достигается выбором соответствующего шага обмотки, ограничением числа параллельных ветвей и способом соединения фаз обмоток. Обычно статорные обмотки ОПЧС выполняются двухслойными, имеют по шесть выводов на коробку выводов и допускают соединения как звездой, так и треугольником.

Совмещенная обмотка ротора выполняется с параллельными ветвями и работает одновременно как симметричная

**Выводы.** 1. На основе предложенного математического описания процессов заряда конденсатора от генератора переменного тока с синусоидальной формой потока и выпрямителем получены аналитические выражения для токов и напряжений заряда конденсатора.

2. Напряжение заряда зависит от фазового угла начала заряда остаточного напряжения на конденсаторе  $U_0$  и от тока в момент начала заряда  $I_0$ .

3. Метод расчета может видоизменяться в зависимости от соотношений напряжения на конденсаторе и абсолютного значения э. д. с. холостого хода в момент перехода тока через нуль.

4. Предложенный метод дает хорошую (5—10%) сходимость расчета и экспериментальных данных и может послужить основой для машинного анализа влияния параметров цепей заряда и генератора на напряжение заряда.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Золотаревский В. С., Смерека Б. М., Соколин Л. Ш. Системы зажигания современных зарубежных газовых двигателей. — «Газовая промышленность», 1969, № 1.

2. Баранов Ю. Ф., Борзиков А. С., Дробышевский Н. В. Развитие и современное состояние принципиальных схем бесконтактных систем зажигания для мотоциклов. — «Автомобильное электрооборудование». НИИПАвтопром, 1971, № 4.

3. Чепланов В. И. Исследования и разработка тиристорных систем зажигания применительно к некоторым типам двигателей внутреннего сгорания. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1971. 25 с. (МЭИ).

[3.4.194]

УДК 621.314.261

короткозамкнутая  $2p_1$  — полюсная обмотка 1' двигателя и как  $2p_2$  — полюсная трехфазная вторичная обмотка 2' «генератора» [Л. 1—3]. Шаг совмещенной обмотки выбирают близким к полюсному делению многополюсного поля с целью уменьшения длины лобовых частей и упрощения укладки обмотки; обмотка соединяется в звезду с выводами фаз на три контактных кольца для подключения нагрузки.

При разомкнутых контактных кольцах обмотка ротора обтекается только токами с частотой скольжения двигателя  $s_1 f_1$  и в то же время на контактных кольцах отсутствует напряжение с этой частотой.

При подключении к контактным кольцам нагрузки по обмотке ротора одновременно протекают два тока с частотами  $s_1 f_1$  и  $s_2 f_1$ ; эффективное значение результирующего тока совмещенной обмотки ротора

$$I_{2\Sigma} = \sqrt{\left(\frac{I_{2\Delta}}{a_{2\Delta}}\right)^2 + \left(\frac{I_{2\Gamma}}{a_{2\Gamma}}\right)^2},$$

где  $I_{2\Delta}$  и  $I_{2\Gamma}$  — токи двигателя и «генератора» в фазе;  $a_{2\Delta}$  и  $a_{2\Gamma}$  — числа параллельных ветвей обмотки для токов двигателя и «генератора».

Выражение для тока  $I_{2\Sigma}$  позволяет судить об эффективности совмещенной обмотки: значение тока  $I_{2\Sigma}$  меньше суммарного тока двух раздельных обмоток ротора, что, как показывают расчеты, позволяет уменьшить расход меди на совмещенную обмотку ротора на 25—40%. Кроме этого, в пазу ротора ОПЧС меньше толщина изоляции, что увеличивает коэффициент заполнения паза медью и улучшает условия охлаждения обмотки ротора.

Особенностью работы ОПЧС является уравнивание тормозного момента «генератора» при нагрузке ОПЧС вращающим моментом двигателя непосредственно внутри электромагнитного ядра машины без передачи момента вне ее. Такая особенность работы позволяет значительно уменьшить

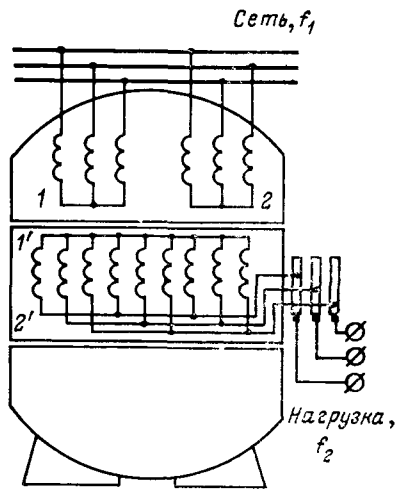


Рис. 1. Схема конструктивного выполнения ОПЧС.

массу конструктивных материалов в ОПЧС и дает возможность выполнять ОПЧС бескорпусной конструкции со щитами из алюминиевых сплавов. Расчеты и исследования экспериментальных образцов ОПЧС-200 Гц, выполненных со специальной геометрией магнитопровода, показывают, что в бескорпусных ОПЧС-200 Гц мощностью 4—10 кВ·А удельную массу можно снизить до 12—10 кг (кВ·А).

Выходная частота  $f_2$  ОПЧС несколько уменьшается с ростом нагрузки из-за увеличения скольжения двигателя; например, при  $s_1=0,05$  частота  $f_2=192,5$  Гц. Форма кривой выходного напряжения ОПЧС — синусоидальная с очень малым содержанием гармоник зубцового порядка при холостом ходе, которые уменьшаются с ростом нагрузки. Скос пазов ротора и выбор соответствующих распределения и шага генераторных обмоток обеспечивают практически синусоидальную форму кривой выходного напряжения.

В создании выходной мощности ОПЧС  $P_{\text{вых}} = P_{2г}$  — двигатель и «генератор» участвуют разными долями, зависящими от их числа пар полюсов:  $P_{2э} = \frac{1}{s_2} P_{2г} \approx \frac{p_1}{p_1+p_2} P_{2г}$  — активная мощность, передаваемая нагрузке электромагнитным полем «генератора»;  $P_{2мех} = \frac{s_2-1}{s_2} P_{2г} \approx \frac{p_2}{p_1+p_2} P_{2г}$  — мощность, передаваемая нагрузке механическим путем с вала двигателя ОПЧС.

На рис. 2 показана энергетическая диаграмма преобразования активных мощностей в ОПЧС-200 Гц, из которой следует:

$P_{1г} = \frac{1}{s_2} (P_{2г} + p_{м2г} + p_{с2г}) + p_{с1г} + p_{м1г}$  — активная мощность, потребляемая «генератором» из сети;  $P_{2д} = \frac{s_2-1}{s_2} (P_{2г} + p_{м2г} + p_{с2г}) + p_{дсб.г}$  — мощность на валу двигателя;  $P_{1д} = P_{2д} + p_{м2д} + p_{мех} + p_{м1д} + p_{с1д} + p_{дсб.д}$  — активная мощность, потребляемая двигателем из сети.

Расчетные мощности машин ОПЧС определяются как (кВ·А):

$$P'_{2г} = \frac{k_{e2г}}{\cos \varphi_{2г}} P_{2г}; \quad P_{1г} = \frac{k_{e1г}}{s_2 \cos \varphi_{1г}} P_{2г};$$

$$P_{1д} = \frac{k_{e1д}}{\cos \varphi_{1д}} \frac{s_2-1}{s_2} P_{2г},$$

где  $k_e$  — коэффициент э. д. с.;  $\cos \varphi$  — коэффициент мощности.

Выбор электромагнитных нагрузок машин асинхронного ОПЧС при проектировании ОПЧС на базе магнитопровода асинхронной машины с заданной геометрией производится из условия получения максимального значения выходной мощности в габарите базовой машины с заданными уровнями перегревов [Л. 4].

Применительно к асинхронным ОПЧС исходные уравнения для выбора электромагнитных нагрузок двигателя и «генератора» ОПЧС записываются в виде:

$$\left. \begin{aligned} a_1 b_1 D_1^2 l_1 &= \Pi_1; \\ a_2 b_2 D_2^2 l_1 &= \Pi_2; \\ a_1 + a_2 &= 1; \\ p_{c1} b_1^2 + p_{c2} b_2^2 &= 1, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$a_1 = \frac{A_{1д}}{A}; \quad a_2 = \frac{A_{1г}}{A}; \quad b_1 = \frac{B_1}{B}; \quad b_2 = \frac{B_2}{B} \quad (2)$$

— относительные значения электромагнитных нагрузок двигателя и «генератора»;  $A$  и  $B$  — линейная нагрузка (А/см) и индукция в зазоре (Т) базовой 2р-полюсной асинхронной машины;  $D_1$  и  $l_1$  (мм) — внутренний диаметр рашотки и длина пакета статора;

$$\Pi_1 = \Pi \frac{k_{e1д}}{k_{сб1д} \cos \varphi_{1д}} P_{2г}; \quad \Pi_2 = \Pi \frac{k_{e1г}}{k_{сб1г} \cos \varphi_{1г}} P_{2г};$$

$$\Pi = 1,43 \frac{k_{e2г} 10^9}{f_1 AB \cos \varphi_{2г}} \frac{p_1 p_2}{p_1 + p_2} \approx \text{const};$$

$p_{c1}$  и  $p_{c2}$  — относительные расчетные коэффициенты потерь в стали двигателя и «генератора» ОПЧС [Л. 4]:

$$p_{c1} = \frac{k^2_{с1д} G_{с1} + 1,1 k^2_{з1} G_{з1}}{k_p (k^2_{с1} G_{с1} + 1,1 k^2_{з1} G_{з1})};$$

$$p_{c2} = \frac{k^2_{с1г} G_{с1} + 1,1 k^2_{з1} G_{з1}}{k_p (k^2_{с1} G_{с1} + 1,1 k^2_{з1} G_{з1})} + \frac{k^2_{с2г} G_{с2} + 1,1 k^2_{з2} G_{з2}}{k_p (k^2_{с2} G_{с2} + 1,1 k^2_{з2} G_{з2})} \left( \frac{f_2}{f_1} \right)^{1,5},$$

где  $k_c = \frac{B_c}{B} = \frac{D_1}{2 p h_{с0,93}}; \quad k_3 = \frac{B_3}{B} = \frac{\pi D_1}{Z b_{30,93}}$  — расчетные

коэффициенты магнитных индукций в спинках и в зубцах;

$G_c$  и  $G_z$  — массы спинки и зубцов (кг);  $h_c$  и  $b_z$  — высота спинки и ширина зубца (мм);  $k_p = 1,5-2,0$  — опытный коэффициент допустимого увеличения потерь в стали ОПЧС, обусловленный перераспределением потерь в стали между статором и ротором, увеличением скорости вращения и улучшением условий охлаждения ОПЧС.

Совместным решением уравнений (1) определяется зависимость  $P_{2г} = \varphi(a_2; D_2^2 l_1)$  ( $P_{2г}=0$  при  $a_2=0$  и при  $a_2=1$ ) и далее из уравнения  $\frac{dP_{2г}}{da_2} = 0$  и уравнений (1) определя-

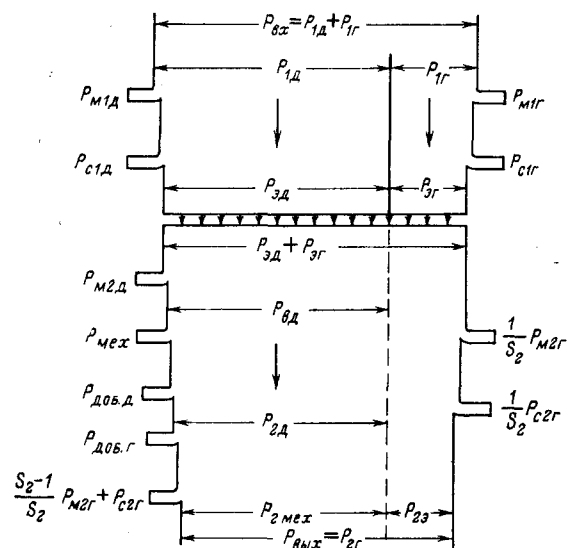


Рис. 2. Энергетическая диаграмма ОПЧС-200 Гц.

Индекс 1 принят для величин статора; 2 — для ротора; д — для двигателя; г — для «генератора»;  $p_m$  и  $p_c$  — потери в меди и в стали;  $p_{мех}$  и  $p_{доб}$  — механические и добавочные потери;  $P_d$  и  $P_g$  — мощности двигателя и «генератора».

Таблица 1

Параметры ОПЧС-200-5	$k_p$	$P_{C1}$	$P_{C2}$	$k$	$A_{1D}$ а/см	$A_{1r}$ а/см	$A_{2r}$ а/см	$B_1$ Т	$B_2$ Т
Расчет $P_{2r.6} = 6,1$ кВт	2,0	1,45	1,87	0,3	136	195	107	0,47	0,51
$P_{2r.н} = 5,0$ кВт	2,0	1,45	1,87	0,3	109	150	82	0,47	0,51
Опыт $P_{2r.н} = 5,0$ кВт	—	—	—	—	112	140	80	0,48	0,54

ются «оптимальные» значения электромагнитных нагрузок (долевые значения) машин ОПЧС, обеспечивающие получение максимально допустимой по условиям нагрева мощности  $P_{2r.6}$  ОПЧС в габарите базовой машины:

$$a_1 = \frac{\sqrt{k}}{1 + \sqrt{k}}; a_2 = \frac{1}{1 + \sqrt{k}}; b_1 = \sqrt{\frac{a_1}{P_{C1}}}; b_2 = \sqrt{\frac{a_2}{P_{C2}}}, \quad (3)$$

где

$$k = \frac{P_{C1}}{P_{C2}} \left( \frac{\Pi_1}{\Pi_2} \right)^2 = \frac{P_{C1}}{P_{C2}} \left( \frac{k_{061r} k_{e1k} \cos \varphi_{1r}}{k_{061d} k_{e1r} \cos \varphi_{1d}} \right)^2 \approx \text{const}. \quad (4)$$

Предварительные значения электромагнитных нагрузок, уточняемые далее в ходе электромагнитных расчетов, определяются как:

$$A_{1d} = a_1 A; A_{1r} = a_2 A; A_{2r} = \frac{k_{061r} \cos \varphi_{1r}}{k_{062r} k_{e2r}} A_{1r}; B_1 = b_1 B; B_2 = b_2 B.$$

Мощность  $P_{2r.6}$  определяется выражением

$$P_{2r.6} = 3,48 \frac{p_1 + p_2}{p_1 p_2} \frac{k_{062r}}{k_{e2r}} A_{2r} B_2 \cos \varphi_{2r} D_2^2 l_1 10^{-8} \text{ (кВт)}. \quad (5)$$

Рабочие характеристики «генератора» ОПЧС можно рассчитать по круговой диаграмме, построенной в соответствии с преобразованной схемой замещения [Л. 5]. Анализ с помощью круговой диаграммы перегрузочной способности «генератора» ОПЧС при  $\cos \varphi_{2r} = \text{const}$  показывает, что отношение максимальной мощности «генератора»  $P_{2r.м}$  к номинальной мощности  $P_{2r.н}$

$$\frac{P_{2r.м}}{P_{2r.н}} = \frac{z_{2r.г}^2 + z_{н.г} (z_{н.г} + 2z_p)}{2(z_{к.г}^2 + \frac{1}{2} z_p) z_{н.г}},$$

где  $z_{к.г} = \sqrt{r_{к.г}^2 + x_{к.г}^2}$  — полное сопротивление короткого замыкания «генератора»;  $z_{н.г}$  — полное сопротивление нагрузки «генератора»;  $z_p = r_{к.г} \cos \varphi_{2r} + x_{к.г} \sin \varphi_{2r}$ .

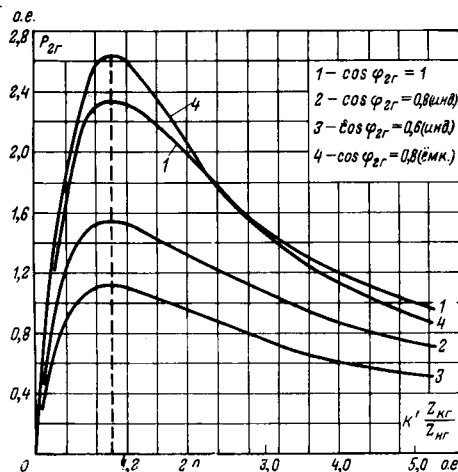


Рис. 3. Зависимости  $P_{2r} = \psi \left( \frac{z_{к.г}}{z_{н.г}} \right)$  при  $\cos \varphi_{2r} = \text{const}$ .

Мощность  $P_{2r}$  достигает значения  $P_{2r.м}$  при  $z_{н.г} = z_{к.г}$ . При  $z_{н.г} < z_{к.г}$  «генератор» сбрасывает нагрузку, т. е. «прокидывается», что аналогично «прокидыванию» обычной асинхронной машины, работающей в режиме двигателя.

На рис. 3 показаны зависимости  $P_{2r} = \psi \left( \frac{z_{к.г}}{z_{н.г}} \right)$  при

$\cos \varphi_{2r} = \text{const}$ , иллюстрирующие влияние отношения  $z_{к.г}/z_{н.г}$  и  $\cos \varphi_{2r}$  на мощность нагрузки генератора ОПЧС. Зависимости рис. 3 построены для одной из моделей ОПЧС-200 Гц; масштаб по оси ординат взят в условных единицах.

Типовые испытания асинхронного ОПЧС-200 Гц по схеме рис. 1 с  $p_1 = 1$  и  $p_2 = 3$  мощностью 5,0 кВт (при  $\cos \varphi_{2r} = 0,8$ , индуктивный характер), разработанного в Горьковском политехническом институте и внедряемого в серийное производство взамен асинхронного одномашиного преобразователя с отдельными обмотками ротора ОПЧ-200-5 [Л. 2], показали работоспособность ОПЧС и подтвердили разработанную методику расчета.

В табл. 1 приведены расчетные и опытные значения электромагнитных нагрузок ОПЧС-200-5, выполненного, как и ОПЧ-200-5, на базе магнитопровода серийного асинхронного двигателя с фазовым ротором типа АК-62/4 ( $D_1 = 200$  мм;  $l_1 = 100$  мм;  $A = 330$  А/см,  $B = 0,9$  Т; число пазов ротора в ОПЧС-200-5 выбрано  $Z_2 = 54$  вместо  $Z_2 = 48$  в ОПЧ-200-5 и в базовом двигателе АК-62/4).

Совмещенная обмотка ротора ОПЧС-200-5 выполнена двухслойной из прямоугольного провода марки ПЭТВП  $b \times h = 1,0 \times 2,1$  мм и имеет параметры:  $q_2 = 3$ ,  $y_2 = 11$  (1—12);  $m_{2d} = 9$  — число фаз двигательной части;  $a_{2d} = 1$ ,  $m_{2r} = 3$  — число фаз генераторной части;  $a_{2r} = 3$ ;  $N_{п2} = 18$  — число проводников в пазу,  $k_{062d} = 0,595$  — обмоточный коэффициент для двигателя;  $k_{062r} = 0,902$  — обмоточный коэффициент для «генератора»; масса меди  $G_{м2} = 5,1$  кг (расход меди на две отдельные обмотки ротора ОПЧ-200-5 равен 7,6 кг).

На рис. 4 показаны рабочие характеристики, разработанного ОПЧС-200 Гц. В табл. 2 приведены результаты промышленных испытаний головных образцов, разработанных ОПЧС-200 Гц и для сравнения серийно выпускаемых ОПЧ-200-5.

Результаты, приведенные в табл. 2, показывают высокие энергетические показатели ОПЧС, обусловленные применением на роторе совмещенной обмотки. Кроме этого ОПЧС-200 Гц значительно проще в изготовлении, чем ОПЧ-200-5: трудоемкость изготовления ротора ОПЧС примерно вдвое ниже, процент брака при изготовлении ротора также значительно меньше.

Пониженные перегревы ОПЧС при мощности 5 кВт (см. табл. 2) позволяют увеличить мощность ОПЧС до 6 кВт при сохранении перегревов (см. табл. 2) на уровне перегревов преобразователя ОПЧ-200-5, что подтверждается также расчетом (см. табл. 1, где  $P_{2r.6} = 6,1$  кВт).

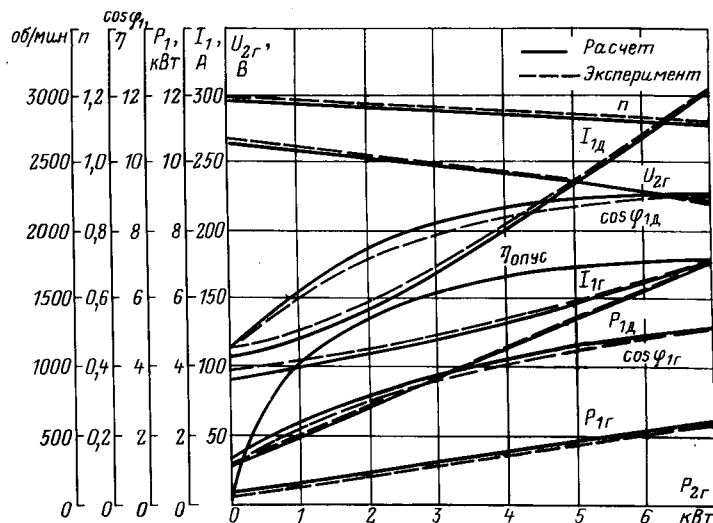


Рис. 4. Рабочие характеристики ОПЧС-200 Гц.

— — — расчет; - - - - эксперимент.

Таблица 2

Параметры преобразователей	ОПЧС-200 Гц		ОПЧ-200-5
Выход «генератора» (ротор)			
Номинальная нагрузка $P_{2г.н.}$ , кВт	5,0	6,0	5,0
Коэффициент мощности (индуктивный), $\cos\varphi_{2г}$	0,8	0,8	0,8
Линейное напряжение ротора:			
при холостом ходе, В	268	268	296
при номинальной нагрузке, В	236	230	232
Номинальный ток нагрузки $I_{2г.}$ , А	15,2	18,8	15,4
Перегрев обмотки $\Theta_{2г.}$ , °С	38,0	52,0	45,6
Номинальная скорость вращения, об/мин	2870	2820	2860
Вход «генератора» (статор)			
Потребляемая мощность $P_{1г.}$ , кВт	1,76	2,10	1,88
Линейное напряжение, В	380	380	380
Потребляемый ток $I_{1г.}$ , А	5,9	6,5	6,15
Коэффициент мощности $\cos\varphi_{1г}$	0,45	0,49	0,47
Перегрев обмотки $\Theta_{1г.}$ , °С	29,7	44,6	45,2
Вход двигателя (статор)			
Потребляемая мощность $P_{1д.}$ , кВт	5,54	6,60	5,60
Линейное напряжение, В	380	380	380
Потребляемый ток $I_{1д.}$ , А	9,7	11,4	9,9
Коэффициент мощности $\cos\varphi_{1д}$	0,87	0,88	0,865
Перегрев обмотки $\Theta_{1д.}$ , °С	32,4	44,8	40,0
К. п. д. преобразователя $\eta_n$ , %	68,5	69,0	66,0

Сравнение технико-экономических показателей, разработанных ОПЧС-200-6 и бескорпусного ОПЧС-200-4 со специальной геометрией магнитопровода с показателями серийных асинхронного ОПЧ-200-5 и статического ПЧС [Л. 6] преобразователей частоты, приведено в табл. 3.

Из табл. 3 видно, что ОПЧС-200 Гц (особенно бескорпусный ОПЧС-200-4 со специальной геометрией и с алюминиевыми щитами) своими показателями по массе и стоимости значительно превосходят статический преобразователь ПЧС. Коэффициент полезного действия ОПЧС-200 Гц можно поднять, если выполнять его магнитопровод из высоколегированной тонколистовой электротехнической стали (например, Э31, Э41 и т. п. толщиной 0,35 мм).

При оценке показателей ОПЧС следует иметь в виду, что оптимальной для асинхронных ОПЧС-200 Гц является специальная геометрия магнитопровода, отличная от геометрии магнитопроводов серийных асинхронных машин с контактными кольцами; ОПЧС, выполненные на базе серийных асинхронных машин, имеют достаточно высокие, но не оптимальные показатели.

**Выводы.** 1. Асинхронные одномашины преобразователи частоты с совмещенной обмоткой на роторе (ОПЧС) имеют меньшее число обмоток, проще в изготовлении, требуют меньшего расхода медного и изоляционного материалов и надежнее в эксплуатации, чем преобразователи частоты с несовмещенными обмотками;

2. Масса, габариты и стоимость асинхронных ОПЧС ниже, чем в статических преобразователях частоты.



Таблица 3

Тип преобразователя	ОПЧС-200-6	ОПЧС-200-4 (проект)	ОПЧ-200-5	ПЧС-4 [Л 6]	
Исполнение	Одномашинный на базе АК-62/4	одномашинный бескорпусный	Одномашинный на базе АК-62/4	Статистический	
Двигатель	Мощность $P_{2д}$ , кВт	5,4	2,65	4,55	—
	$\cos\varphi_{1г}$	0,88	0,87	0,865	—
Генератор	Частота $f_2$ , Гц	200	200	200	200
	Мощность	кВ·А	7,5	4,0	6,25
кВт		6,0	3,2	5,0	3,0
Преобразователь	$\cos\varphi_{2г}$ (индуктивный)	0,8	0,8	0,8	0,75
	Напряжение, В	230	36	230	36
	К. п. д., %	69	70	66	80
	Масса, кг	155	54	160	230
	Удельная масса, кг/кВ·А	20,7	13,5	25,6	57,5
	Число обмоток	3	3	4	
	Марка стали	Э12 0,5 мм	Э21 0,5 мм	Э12 0,5 мм	Э31 0,35 мм
	Цена 1 шт., руб.	177	135	177 [Л. 7]	158
	Удельная цена, руб/кВ·А	23,6	33,7	28,7	395

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов В. И. Асинхронный преобразователь частоты в одномашинном исполнении с совмещенной обмоткой на роторе. Информационный листок № 145-146-72. Горький, ЦНТИП, 1972.
2. Попов В. И., Гурьянов И. А. Совмещение роторных обмоток одномашинного преобразователя частоты ОПЧ-200-5. Информационный листок № 176-73. Ярославль, ЦНТИП, 1972.
3. Попов В. И. Одномашинный трехфазный утроитель частоты с совмещенными обмотками. — В кн.: Передовой научно-технический и производственный опыт, ГОСИНТИ, № 9-68-188/16, 1968.
4. Попов В. И. Одномашинные преобразователи частоты и их электромагнитные нагрузки. — «Электричество», 1971, № 3.
5. Петров Г. Н. Электрические машины, ч. II. М., Госэнергоиздат, 1963.
6. Бусалаев Г. Н., Гришин В. М., Шевцов Г. Л. Статические преобразователи частоты для питания электрифицированного инструмента. — «Электротехника», 1973, № 7.
7. Оптовые цены на машины электрические. Прейскурант № 15-01. Прейскурантиздат, 1971.

[24.1.1975]

## Электрические испытания ЛУДП как материалов для полов

ЗЕЛЬДИН Ю. М., ШИТИКОВ Н. Г.

Уральский лесотехнический институт

В последние годы в строительстве находят применение новые материалы — продукты переработки древесины. Таковы, в частности, лигноуглеводные древесные пластики (ЛУДП), разработанные в Уральском лесотехническом институте [Л. 1]. Лигноуглеводные древесные пластики получают в виде плит площадью около 3 м<sup>2</sup> путем горячего прессования частиц от-

ходов древесины. При этом не требуется добавлять извне никакие связующие вещества, так как при воздействии давления и температуры частицы древесины склеиваются природными (имеющимися в самой древесине) смолами в пластик, который значительно отличается по свойствам от первичного продукта. Накоплен положительный опыт эксплуатации ЛУДП

УДК 537.3:674.817

## О самозапуске мощных турбодвигателей с бесщеточными системами возбуждения

Доктор техн. наук ЛОГИНОВ С. И., инж. ЛЮБОМИРОВА Г. Б.

ВНИИЭлектромаш

В связи с широким внедрением синхронных двигателей в качестве приводов ответственных механизмов и развитием сетевой автоматики (АПВ, АВР) режим работы синхронных двигателей при кратковременном перерыве питания является весьма важным.

В статье приведены результаты исследований на АВМ переходных процессов повторного включения в сеть синхронных турбодвигателей типа СТД мощностью 800—12 500 кВт с одной и тиристорной бесщеточными системами возбуждения. Оценено влияние на токи включения двигателей индуктивного сопротивления сети и группового самозапуска двигателей. Рассмотрены результаты исследования на электродинамической модели режима самозапуска с тиристорной бесщеточной системой возбуждения.

Для расчета режима самозапуска одиночно работающего синхронного двигателя с индуктивным сопротивлением сети, равным нулю, при кратковременных перерывах питания на АВМ были применены полные уравнения Горева — Парка для синхронной машины в осях  $d$  и  $q$ , записанные относительно потокоцеплений машины.

При отключении двигателя от сети связь двигателя с сетью теряется на время исчезновения напряжения. При этом ток статора и вращающий электромагнитный момент становятся равными нулю и синхронный двигатель переходит в генераторный режим на холостом ходу. Происходит торможение двигателя: в этом режиме добавляется еще одна переменная величина — наведенная э. д. с., которая может быть определена через потокоцепления по следующим уравнениям:

$$\psi_d = (I_f + I_{kd}) x_{ad}; \quad (1)$$

$$\psi_q = I_{kq} x_{aq}. \quad (2)$$

Известно, что при самозапуске значения ударного тока статора и вращающего электромагнитного момента зависят от значений генерируемой э. д. с., напряжения сети, угла их сдвига по фазе к концу перерыва питания, а также от величины сверхпереходного индуктивного сопротивления двигателя [Л. 1 и 2].

При отключении двигателя от сети в течение некоторого времени магнитный поток в нем поддерживается за счет токов, индуктируемых в контурах ротора в момент отключения. Поскольку двигатель продолжает вращаться за счет запасенной механической энергии, в его обмотках генерируется э. д. с. Вследствие затухания индуктируемых токов и снижения скорости вращения двигателя величина генерируемой э. д. с. уменьшается. При этом э. д. с. изменяется не только по величине, но и по фазе, поскольку скорость двигателя уменьшается, а следовательно, уменьшается и частота э. д. с. Когда генерируемая э. д. с. будет сдвинута на  $180^\circ$  по отношению к напряжению сети, их разность достигнет максимального значения.

Угол сдвига генерируемой э. д. с. и напряжения сети зависит от максимального значения скольжения агрегата двигатель-механизм. Это скольжение определяется механической постоянной времени агрегата, зависимостью момента сопротивления механизма от скорости и степенью загрузки двигателя. Исследования проведены при постоянном моменте сопротивления, равном номинальному.

Время достижения ротором первого угла сдвига фаз наведенной э. д. с. машины и напряжения сети, равного  $180^\circ$ , может быть определено как

$$t = 0,142 \sqrt{\frac{H_j}{m_c}}, \quad \text{с}, \quad (3)$$

где  $m_c$  — момент сопротивления.

Для данных двигателей это время составляет менее 0,4 с. Учитывая, что время срабатывания релейной защиты и аппаратуры автоматики АВР превышает 0,4 с, исследования переходных процессов самозапуска были проведены при наихудшем случае включения двигателей в сеть, соответствующем углу сдвига фаз, равному  $180^\circ$ , при минимальном времени перерыва, но не менее 0,5 с. За это время ротор достигает критического угла  $180^\circ$  (в зависимости от параметров машины) через несколько поворотов.

в качестве полов жилых и общественных зданий. Основные преимущества их: практически неограниченная сырьевая база, дешевизна и простота изготовления.

Для новых материалов, применяемых для покрытия полов, необходимо знать удельное объемное сопротивление  $\rho$  материала и значения напряжения статического электричества на поверхности покрытий. Оба показателя должны быть возможно меньшими; второй не должен превышать 200 В [Л. 2].

Измеренные значения  $\rho$  ЛУДП различной отделки (облицованные шпоном и необлицованные, покрытые или не покрытые лаком или краской) при напряженности электрического поля 8—10 кВ/мм, температуре  $20 \pm 1^\circ\text{C}$  и влажности 8—10 масс. % — порядка  $10^{12}$ — $10^{14}$  Ом·м.

Для определения напряжения статического электричества плиты ЛУДП на различных подложках испытывались, а затем натирались шерстью. На различных подложках были получены значения напряжения (для ЛУДП из еловых отходов) от 50 В для дощатого настила до 170 В для полистирола.

Образование статического электричества исследовалось также на полах в квартирах с покрытием из ЛУДП. Испытания проводились зимой, когда особенно низка относительная

влажность воздуха, почему происходит наиболее интенсивная электризация. В этих испытаниях получены также приемлемые значения напряжения в пределах от 100 до 170 В. Таким образом, для ЛУДП не требуется применение специальных методов, приводящих к удалению статических зарядов [Л. 3 и 4]; ЛУДП пригодны для покрытия полов в жилых и гражданских зданиях.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петри В. Н., Вахрушева И. А. Лигноуглеводные древесные пластики. М., «Лесная промышленность», 1972.
2. Методические указания по контролю за применением синтетических (полимерных) материалов для внутренней отделки жилых и общественных зданий. М., Стройиздат, 1966.
3. Johnstone M. Problems associated with static electricity. — «Pap. Technol.», 1974, vol. 15, № 1, p. 13—17.
4. Mruk J. Conductive flooring; preventing — an unseen hazard. — «Nat. Safety News», 1974, vol. 110, № 2, p. 59—60.

[27.6.1975]

Таблица 1

Угол сдвига фаз наведенной э.д.с. и напряжения сети к моменту перерыва питания $\theta$ , град	Потокоцепление статора к концу перерыва питания $\epsilon_f$ , о. е.	Скольжение к концу перерыва питания $s$ , о. е.	Ударный ток статора $I_{ст}$ , о. е.	Максимальный ток возбуждения $I_f$ , о. е.	Время подачи напряжения возбуждения $t_{ef}$ , с	Время синхронизации двигателя $t_{синхр}$ , с
0 ( $t_{пер}=1$ с)	0,53	0,15	5	1,8	0,75	1,3
90° ( $t_{пер}=0,35$ с)	0,815	0,064	13,5	4,2	0,5	2,4
180° ( $t_{пер}=0,5$ с)	0,76	0,08	14,4	5,5	0,8	2,9
270° ( $t_{пер}=0,75$ с)	0,63	0,12	12,2	2,6	1,36	2,32

Ударный ток в двигателе достигает максимального значения при включении с углом сдвига по фазе  $\theta=180^\circ$ . Исследования показали, что в этом случае максимальная величина тока включения может быть определена по следующему приближенному соотношению [Л. 3]

$$I_{ст\max} = \frac{k(U+E)}{x''_d + n x_T}, \quad (4)$$

где  $U$  — напряжение сети;  $E$  — индуцируемая э. д. с. к моменту повторного включения;  $x''_d$  — сверхпереходное индуктивное сопротивление цепи статора по продольной оси;  $x_T$  — индуктивное сопротивление сетевого трансформатора;  $n$  — число параллельно включенных двигателей на сетевой трансформатор;  $k$  — ударный коэффициент.

Согласно ГОСТ 17654-72 и ГОСТ 15063-69 периодическая составляющая пускового тока синхронных двигателей мощностью 800—12 500 кВт не должна превышать 7-кратного номинального тока. Поэтому повторное включение двигателей рассматриваемой серии после перерыва питания допустимо, если выполняется условие

$$\frac{I_{ст\max}}{I_{ст.ном}} \leq 14,$$

где  $I_{ст\max}$  — полный ударный ток при отсутствии затухания апериодической слагающей тока.

Самозапуск на АВМ реализуется с режима номинальной нагрузки отключением напряжения сети и напряжения возбуждения на заданное время с последующим включением двигателя на сеть и подачей напряжения возбуждения при достижении им подсинхронной скорости.

Правомерность метода математического моделирования повторного включения проверена экспериментально на двигателе СДБ-800-2 ( $P=800$  кВт;  $U_{ст}=6000$  В;  $n=3000$  об/мин). Сравнение опытных и расчетных переходных параметров показало, что погрешность в определении их на АВМ не превышает 15%, что является вполне приемлемым для анализа этих режимов.

В табл. 1 приведены результаты расчета повторного включения в сеть турбодвигателей типа СТД мощностью 800 кВт с диодной бесщеточной системой возбуждения при различных длительностях перерыва питания. Время перерыва питания определяет значение потокоцепления, скольжения и угол по-

Таблица 2

Значение инерционной постоянной агрегата $H_f$ , с	Кратность форсировки возбуждения $\frac{\epsilon_f}{I_{ном}}$ , о. е.	Потокоцепление статора к моменту перерыва питания $\epsilon_{ст}$ , о. е.	Скольжение к концу перерыва питания $s$ , о. е.	Ударный ток статора $I_{ст}$ , о. е.	Время подачи напряжения возбуждения $t_{ef}$ , с	Время синхронизации двигателя $t_{синхр}$ , с	Максимальный ток возбуждения $I_f$ , о. е.
$H_f=7,12$ ( $t_{пер}=0,5$ с)	0 —1 —1,5 —2	0,76 0,47 0,29 —0,41	0,08	14,4 11 10,1 9,2	0,8 0,64 0,68 0,3	2,92 2,28 2 1,72	5,5 4 3,2 2,5
$H_f=1,72$ ( $t_{пер}=0,4$ с)	0 —1 —2,5	0,73 0,6 0,374	0,24	15,7 14 12	Не включается То же 0,45	— — 1,2	4 3,5 1,6

вторного включения двигателя в сеть. Угол включения определяет не только угол сдвига фаз наведенной э. д. с. и напряжения сети, но и значение апериодической составляющей в токе статора. С ростом длительности перерыва питания величина наведенной э. д. с. уменьшается, но увеличивается скольжение. А эти величины определяют, в свою очередь, максимальное значение тока статора при самозапуске двигателя.

Для двигателя СТД-800 минимальный ударный ток равен  $5 I_{ст.ном}$ , а максимальный —  $14,4 I_{ст.ном}$ . Результаты расчета повторного включения в сеть двигателя СТД-800 с бесщеточными диодной и тиристорной системами возбуждения для разных инерционных постоянных агрегатов ( $H_f=1,72$  с,  $H_f=7,12$  с) при времени перерыва питания, соответствующем углу  $180^\circ$ , сведены в табл. 2. Из таблицы видно, что двигатель с более легким механизмом на валу ( $H_f=1,72$  с) за время перерыва питания тормозится в 3 раза сильнее (скольжение к моменту перерыва питания составляет 24%), чем тот же двигатель с более тяжелым механизмом ( $H_f=7,12$  с). Значение ударного тока статора у двигателя с малой инерционной постоянной больше даже при наличии отрицательного возбуждения с 2,5-кратным потолком регулирования ( $I_{ст\max}=12 I_{ст.ном}$ ). Это подтверждает тот факт, что определяющим в значении максимального ударного тока является величина потокоцепления статора к моменту повторного включения на сеть при прочих равных условиях. Кроме того, из-за большого значения скольжения к моменту повторного включения ресинхронизация двигателя сильно затруднена. И только при тиристорной системе возбуждения с 2,5-кратным потолком регулирования тока ротора и использованием инверторного режима выпрямителя двигатель ресинхронизируется с сетью.

Зависимость ударного тока статора от потолка форсирования в инверторном режиме тока ротора при длительности перерыва питания в течение 0,5; 0,75 с и 1 с для двигателя СТД-12 500 приведена на рис. 1.

Из кривых видно, что чем меньше перерыв питания, тем больше максимальный ток статора и тем меньше эффективность использования тиристорной системы возбуждения при гашении поля машины. Так, при  $t_{пер}=0,5$  с значение  $I_{ст\max}=$

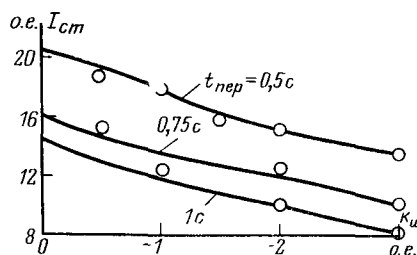


Рис. 1. Зависимость  $I_{ст}=f(K_U)$  для двигателя СТД-125000 при разных длительностях перерыва питания.

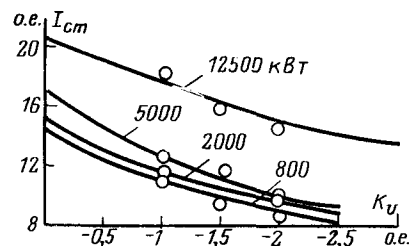


Рис. 2. Зависимость  $I_{ст}=f(K_U)$  для двигателя СТД.

Таблица 3

Мощность двигателя, кВт	Время перерыва электропитания, с	Ток включения, о. е.		
		при одиночном самозапуске		при групповом самозапуске двух двигателей
		$x_T=0$	$x_T \neq 0$	
2000	0,5	14,7	11,5	9,5
	1,2	13,5	10,5	8,8
5000	0,5	17	15	13
12 500	0,5	20,6	18	16
	1	15	13,2	11,7

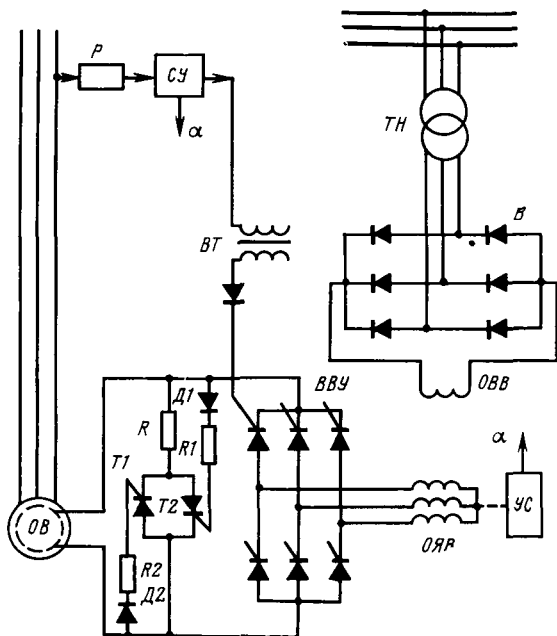


Рис. 3. Схема тиристорной бесщеточной системы возбуждения.

$= 20,6 I_{\text{ст.ном}}$ , а при  $t_{\text{пер}}=1$  с  $I_{\text{ст.макс}}=15 I_{\text{ст.ном}}$  для двигателя СТД-12500 с диодной бесщеточной системой возбуждения.

Применение тиристорной системы возбуждения с 3-кратным потолком форсирования в инверторном режиме при  $t_{\text{пер}}=0,5$  с позволяет снизить ударный ток статора до 15-кратного значения номинального тока, а при  $t_{\text{пер}}=1$  с до  $10,6 I_{\text{ст.ном}}$ .

На рис. 2 показана зависимость ударного тока статора от потолка форсирования тока возбуждения в инверторном режиме выпрямителя двигателей типа СТД мощностью 800, 2000, 5000, 12 500 кВт с бесщеточными диодной и тиристорной системами возбуждения при повторном включении этих двигателей после перерыва питания в течение 0,5 с при угле сдвига фаз  $180^\circ$ . Из кривых видно, что при самозапуске турбодвигателя с диодной бесщеточной системой возбуждения ударные токи в обмотке статора достигают значительных величин, равных 14—20-кратным номинального значения.

Определение токов включения при одиночном и групповом самозапусках с учетом индуктивного сопротивления сетевого трансформатора проводилось по соотношению (4). Токи включения при групповом самозапуске определялись для одинаковых двигателей с одинаковыми агрегатами нагрузки. В этом случае групповой выбег происходит так же как и при индивидуальном выбеге каждого агрегата [Л. 3]. Тормозными моментами, обусловленными наличием тока возбуждения для двигателей типа СТД можно пренебречь, так как механические постоянные времени у этих агрегатов больше 1 с [Л. 1]. При таких условиях для приближенных расчетов э. д. с. двигателя при групповом выбеге может быть выбрана такой же как и при одиночном выбеге двигателя. Для расчетов была выбрана типовая схема с подключенными к сетевому транс-

форматору четырем двигателями. Индуктивное сопротивление сетевого трансформатора было приведено к базисной мощности двигателя. Значения э. д. с. двигателя и ударного коэффициента при расчете по соотношению (4) были получены на АВМ. В табл. 3 приведены результаты расчетов токов включения двигателей.

Исследования показали, что ток включения двигателей при самозапуске зависит от времени перерыва питания, индуктивного сопротивления сетевого трансформатора и числа и типов двигателей при групповом их самозапуске.

При перерыве питания не менее 1 с допустим самозапуск синхронных двигателей с диодной бесщеточной системой возбуждения при  $H_j > 2$  с. При малых инерционных постоянных за это время у двигателя значительно снизится скорость и при наличии тока возбуждения во время включения в сеть он может не синхронизироваться с сетью (см. табл. 2). Такие инерционные постоянные могут быть у агрегатов мощностью до 5000 кВт включительно. В этом случае целесообразно применить бесщеточную тиристорную систему возбуждения для гашения поля машины путем перевода тиристорного преобразователя в инверторный режим.

При перерывах питания менее 1 с самозапуск двигателей СТД возможен также при использовании тиристорной бесщеточной системы возбуждения с применением инверторного режима тиристорного преобразователя для гашения поля и уменьшения токов включения двигателей.

Была разработана бесщеточная тиристорная система возбуждения, представленная на рис. 3 [Л. 4]. Обмотка возбуждения синхронного возбудителя ОВВ питается через диодный выпрямитель В и трансформатор напряжения ТН от сети собственных нужд. Управляемый выпрямитель на тиристорах ВВУ подключен к обмотке якоря возбудителя ОЯВ. Регулирование тока обмотки возбуждения ОВ синхронного двигателя происходит за счет изменения угла регулирования тиристоры управляемого выпрямителя ВВУ и осуществляется автоматическим регулятором возбуждения Р и системой управления тиристорами СУ через вращающиеся трансформаторы БТ. Синхронизация системы управления тиристорами производится от устройства синхронизации (УС).

В цепи обмотки возбуждения двигателя для защиты вращающегося выпрямителя ВВУ от перенапряжений при пусковых и других переходных режимах имеется защитное устройство. При увеличении напряжения выше предельного откры-

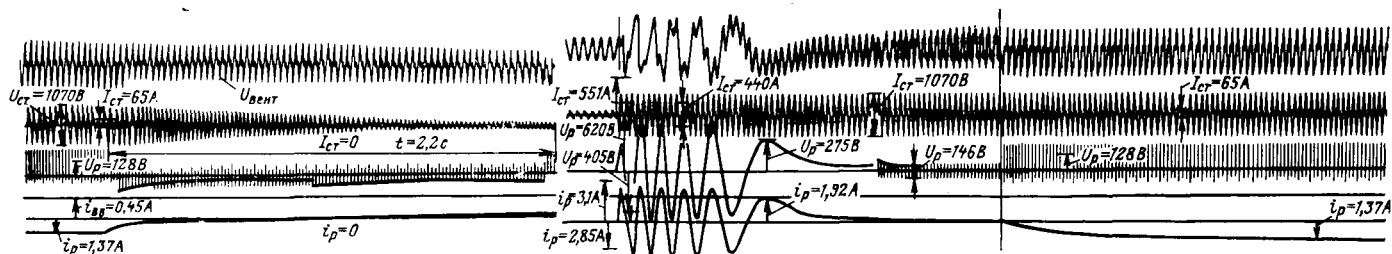


Рис. 4. Осциллограмма самозапуска двигателя с тиристорной бесщеточной системой возбуждения, снятая на электродинамической модели МГ-15-1000.



шается с увеличением числа факторов, принимаемых в рассмотрение. А вероятностный метод [Л. 3] строго применим лишь для линейных и дифференцируемых систем функциональных связей (1), причем случайные значения всех  $X_i$  и  $Y_j$  должны подчиняться нормальному закону распределения. В то же время расчетные исследования, проведенные для одного из асинхронных микродвигателей, показывают, что линеаризация системы функциональных связей (1) даже в пределах реальных полей допуска на входные факторы приводит к значительным погрешностям при определении отклонений выходных характеристик. Действительно, как следует из табл. 1, указанные погрешности составляют 3,2—12,3% определяемого поля разброса при учете изменения удельного сопротивления обмотки ротора  $\rho_2$  и 5,3—9,7% при изменении величины воздушного зазора  $\delta$ . Это обстоятельство может привести к полной потере точности вероятностного метода при учете влияния нескольких входных факторов.

Использование для построения стохастической модели ЭМ метода Монте-Карло позволяет заменить физический эксперимент исследованием на математической модели, сохраняя сущность и характер эксперимента. При этом выполняется многократное «разыгрывание» (согласно априорно установленным вероятностным законам распределения) случайных значений входных факторов с последующим расчетом по (1) случайных значений  $Y_j$ , соответствующих каждому случайному набору значений  $X_i$ . По завершении определенного числа испытаний статистическая обработка последовательностей случайных значений по каждой  $Y_j$  дает необходимую информацию о распределении значений выходных характеристик и параметрах этого распределения. Вычислительный алгоритм метода Монте-Карло широко известен (например, [Л. 2 и 4]), поэтому здесь достаточно привести лишь структурную схему алгоритма стохастической модели ЭМ (рис. 1).

Реализация стохастической модели ЭМ методом Монте-Карло с приемлемой точностью и достоверностью возможна, практически, только на ЦВМ. При этом можно выделить следующие этапы построения такой модели.

**Назначение входных факторов исследования  $X_i$ .** Метод Монте-Карло, практически, не ограничивает число входных факторов. Это позволяет предусмотреть наиболее полный их перечень, включающий любые возможные параметры ЭМ, а также параметры, характеризующие условия эксплуатации. В ходе расчетных исследований можно всегда ранжировать входные факторы по степени их влияния на уровень разброса выходных характеристик и отбросить малозначимые для конкретной задачи факторы. Но все входные факторы должны быть взаимно независимыми случайными величинами, для которых исключена неопределенность задания полей допуска, а вероятностные законы распределения их случайных значений в пределах этих полей допуска известны либо могут быть

Таблица 1

Выходные характеристики	Погрешности, вносимые линеаризацией функциональных связей, %	
	$\rho_2$	$\delta$
Номинальный ток $I_n$	5,3	—
Номинальное скольжение $s_n$	3,2	9,7
Пусковой ток $I_p$	12,3	5,3

априорно установлены с достаточной достоверностью. Из этих соображений в качестве входных факторов желательно принять параметры, границы допусков на которые оговариваются технологической документацией, стандартами, техническим заданием на разработку и т. д.

**Воспроизведение априорно установленных законов распределения случайных значений  $X_i$ .** Из всех возможных способов получения случайных чисел наиболее предпочтителен метод получения псевдослучайных чисел с помощью датчиков случайных чисел (ДСЧ) [Л. 5], допускающий, в частности, воспроизведение ранее выработанной последовательности. Принципиально с помощью ДСЧ могут быть получены любые нужные вероятностные законы распределения. Однако отклонения входных факторов от номинала являются результатом большого числа случайных воздействий, а условия их возникновения соответствуют условиям центральной предельной теоремы теории вероятностей [Л. 6]. Это позволяет сделать вывод о том, что вероятностное распределение большинства входных факторов подчиняется нормальному закону. Такие теоретические предпосылки хорошо подтверждаются и многочисленными экспериментально-статистическими исследованиями (например, [Л. 7 и 8]). В случае нормального закона распределения случайных значений входных факторов в поле допуска  $[X_{i\min}, X_{i\max}]$  параметры их распределения определяются следующим образом:

$$M(X_i) = \frac{X_{i\max} + X_{i\min}}{2} \pm \Delta M(X_i); \quad (2)$$

$$\sigma(X_i) = \frac{X_{i\max} - X_{i\min}}{6}, \quad (3)$$

где  $M(X_i)$  — математическое ожидание  $X_i$ ;  $\sigma(X_i)$  — среднее квадратичное отклонение  $X_i$ ;  $\Delta M(X_i)$  — систематическое смещение математического ожидания относительно середины поля допуска, вызванное действием детерминированных факторов (температура, износ инструментов и пр.).

Для получения случайных чисел, распределенных по нормальному закону, может быть использован алгоритм, предложенный, например, в [Л. 9], отличающийся малым числом операций на получение одного числа, а также большим отрезком апериодичности.

При моделировании законов распределения случайных значений  $X_i$  статистические характеристики воспроизводимых распределений, как правило, отличаются от истинных и тем ближе к ним, чем больше проведено испытаний. Для нахождения необходимого объема испытаний из условий требуемой точности и достоверности результатов воспользуемся неравенством А. Н. Колмогорова [Л. 6], учитывающим возможность как положительного, так и отрицательного отклонений статистического распределения от истинного (т. е. двусторонний доверительный интервал). Связанное с этим увеличением требуемого числа испытаний компенсируется улучшением качества результатов исследования [Л. 10]. Необходимые объемы выборок  $N$  для различных значений доверительной вероятности  $p$  и требуемой точности  $\Delta F$  могут быть определены из рис. 2. В практических задачах анализа качества ЭМ, как показывает опыт их решения, речь идет о выполнении 4000—5000 вариантов расчета со случайными значениями входных факторов. Если же необходимо определить лишь границы диапазонов разброса значений выходных характеристик, то достаточно провести 2000—3000 испытаний.

**Назначение выходных характеристик  $Y_j$  и статистическая обработка результатов исследования по  $Y_j$ .** Так же как и в отношении входных факторов, метод Монте-Карло не лимитирует число выходных характеристик, требуя лишь некоторого дополнительного машинного времени на статистическую обработку результатов исследования по вновь введенным  $Y_j$ . Выбор выходных характеристик должен выполняться

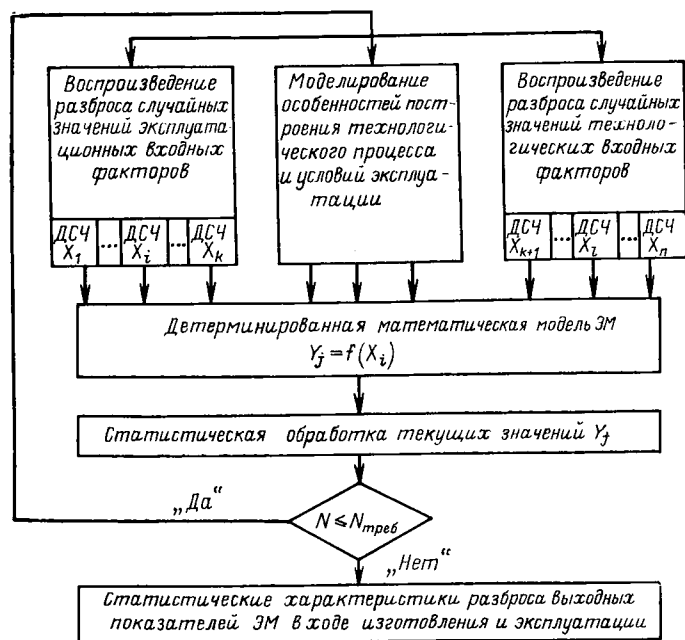


Рис. 1.

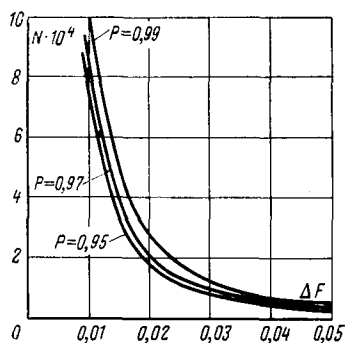


Рис. 2.

таким образом, чтобы получить полную информацию о функциональной пригодности ЭМ. Статистическая обработка результатов исследования на стохастической модели ЭМ позволяет получить по каждой выходной характеристике:

вероятные границы диапазона разброса ( $Y_{j\min}$ ,  $Y_{j\max}$ ); математическое ожидание, которое согласно закону больших чисел [Л. 5] может быть принято равным среднему арифметическому полученных в ходе исследования значений  $Y_j$ :

$$M(Y_j) = \sum_{k=1}^N \frac{Y_{jk}}{N}; \quad (4)$$

вероятность удовлетворения требований технического задания по стабильности значений  $Y_j$  и возможный уровень брака на стадии производства ЭМ;

график плотности распределения вероятности значений  $Y_j$ , построенный на полученном диапазоне разброса.

**Построение системы функциональных связей.** Система уравнений (1), преобразуя случайный набор значений  $X_i$  в соответствующие значения выходных характеристик  $Y_j$ , представляет собой детерминированную модель ЭМ в виде общеизвестной системы алгебро-дифференциальных уравнений. В общем случае это может быть обобщенная модель, построенная для установившихся режимов на основе унифицированной схемы замещения и соответствующих ей алгоритмов поверочного расчета ЭМ различных типов. Необходимо обратить внимание на адекватность описания математической моделью (1) реального физического объекта, что при прочих равных условиях определяет точность и достоверность выходной информации, получаемой с помощью стохастической модели ЭМ. Уточнение модели электромеханического преобразования энергии может быть достигнуто, например, учетом гармонического состава магнитного поля, напряжения питания и т. д. Сложность исходной детерминированной модели (1) может потребовать значительных затрат машинного времени при реализации стохастической модели ЭМ даже на современных ЦВМ. В этих условиях перспективна формализация исходной модели ЭМ методами планирования эксперимента.

Стохастическая модель является удобным средством воспроизведения технологических операций промежуточного контроля и отбраковки отдельных узлов ЭМ, селективной сборки и т. д. Для этого модель дополняется соответствующим блоком (рис. 1), в задачу которого входит отбор узлов ЭМ с заданным уровнем качества, оцениваемым по расчетным значениям некоторых обобщенных показателей (например, показателем качества изготовления пакета статора является уровень потерь в стали и т. д.). Аналогичным образом возможно осуществить моделирование условий эксплуатации в широких пределах изменения и самых неблагоприятных сочетаниях, другими словами, провести полные «испытания» ЭМ уже при ее проектировании.

С использованием рассмотренных принципов, в частности, разработана и реализована на ЦВМ стохастическая математическая модель асинхронного гироскопического электродвигателя (АГД) для решения задач анализа его качества. Детерминированная модель АГД построена на основе алгоритма поверочного расчета, являющегося частью алгоритма программы оптимального проектирования АГД [Л. 11]. При решении задачи анализа качества предусмотрено задание в соответ-

Таблица 2

Параметр	Выходные характеристики			
	$P_{1H}$ , Вт	$I_{1H}$ , А	$I_{1H}$ , А	$s_H$
$M(Y_j)$	$\frac{9,76}{9,91}$	$\frac{0,265}{0,259}$	$\frac{1,069}{1,098}$	$\frac{0,086}{0,084}$
$(Y_j)_{\min}$	$\frac{8,75}{9,00}$	$\frac{0,249}{0,230}$	$\frac{1,014}{1,00}$	$\frac{0,072}{0,069}$
$(Y_j)_{\max}$	$\frac{10,75}{11,00}$	$\frac{0,278}{0,290}$	$\frac{1,113}{1,200}$	$\frac{0,099}{0,10}$

Примечание. В числителе — данные расчетного анализа ( $N=4700$ ), в знаменателе — экспериментального ( $N=90$ ).

ствии с технологической документацией до 22 независимых входных факторов (размеры, свойства материалов, момент сопротивления электродвигателя, эмпирические коэффициенты, характеризующие качество технологических процессов изготовления отдельных узлов АГД). Результаты исследования могут быть получены по 30 основным выходным характеристикам АГД. Программным путем для каждого конкретного исследования назначаются любые совокупности входных факторов и выходных характеристик из всего перечня возможных. На рис. 3 для примера представлены гистограммы распределения случайных значений потребляемой мощности  $P_{1H}$  и тока  $I_{1H}$  в номинальном режиме, пускового тока  $I_{1H}$  и номинального скольжения  $s_H$ , полученные при анализе одного из серийных АГД (объем выборки  $N=4700$ ). Сравнение результатов, полученных на модели, с экспериментально-статистическими данными (табл. 2) указывает на их хорошую сходимость (в пределах 5%), что свидетельствует об адекватности разработанной модели. При времени решения одного варианта поверочного расчета АГД 0,2 с общее время решения задачи анализа качества на ЦВМ БЭСМ-4 составляет 0,5—1,5 ч.

На основе стохастической модели может быть решена и задача синтеза качества ЭМ как задача определения допусков на входные факторы при заданных ограничениях на разброс выходных характеристик, решение которой позволяет найти оптимальные пути обеспечения ее требуемого качества.

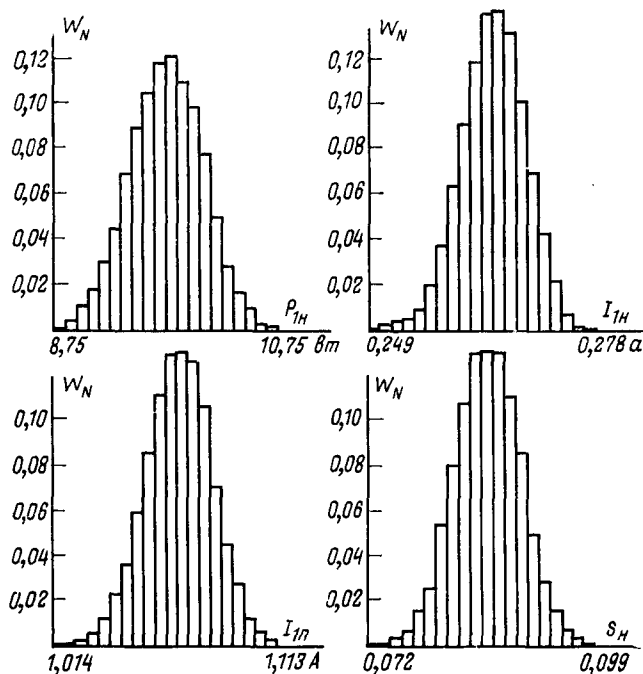


Рис. 3.

В заключение следует отметить, что рассмотренные принципы построения и реализации стохастической модели на ЦВМ не связаны со спецификой конкретных типов ЭМ и могут быть успешно применены для исследования любых электромеханических и иных технических устройств.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бурштейн Б. И., Муравлев О. П., Стрельбицкий Э. К. Исследование влияния технологических отклонений на качество асинхронных двигателей малой мощности. — В кн.: Надежность и качество электрических машин малой мощности. Л., «Наука», 1971, с. 45—51.
2. Бусленко Н. П., Шрейдер Ю. А. Метод статистических испытаний. Физматгиз, 1961. 226 с.
3. Бородачев Н. А. Анализ качества и точности производства. М., Машгиз, 1946. 252 с.
4. Соболев И. М. Метод Монте-Карло. М., «Наука», 1968. 64 с.
5. Голенко Д. И. Моделирование и статистический анализ псевдослучайных чисел на ЭЦВМ. М., «Наука», 1965. 227 с.

6. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1964. 576 с.

7. Смирнов Н. В., Дунин-Барковский И. В. Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений. М., «Наука», 1969. 511 с.

8. Шевченко И. А. Случайные колебания параметров судовых электроэнергетических систем. — «Техническая кибернетика», Киев, 1970, вып. 7, с. 76—80.

9. Ляшенко В. Ф. Программирование для цифровых вычислительных машин М-20, БЭСМ-3м, БЭСМ-4, М-220. М., «Советское радио», 1967. 432 с.

10. Архипов О. Г., Маслов С. И. К построению стохастической модели электродвигателя гироскопа на ЭЦВМ. — «Труды МЭИ. Электромеханика гироскопа», 1974, вып. 187, с. 52—57.

11. Архипов О. Г., Орлов И. Н. Разработка универсальной программы оптимального проектирования гироскопических электродвигателей на ЭЦВМ. — В кн.: Сборник докладов научно-техн. конференции МЭИ по итогам НИР за 1968/1969 гг. Подсекция «Электрические машины и преобразователи автономных электросистем». МЭИ, 1969, с. 109—113.

[5.11.1974]



УДК 621.313.333.012.6.001.24

## Способ построения механической характеристики асинхронного двигателя

Канд. техн. наук БУТОРИН Н. Н.

Архангельский лесотехнический институт

При проектировании электроприводов необходимо знать простой способ построения механических характеристик асинхронных двигателей с использованием каталожных данных. Известная формула Клосса [Л. 1и 2]

$$\frac{M}{M_K} = \frac{2(1 + s_K)}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} + 2s_K} \quad (1)$$

вполне достоверна для рабочей (устойчивой) части характеристики. Остальная часть характеристики при  $s > s_K$  значительно отличается от реальной, так как пусковой момент при  $s=1$  по (1) получается меньше указанного в каталоге в два и более раз. Это объясняется тем, что в современных двигателях для улучшения пусковых свойств используется явление вытеснения тока в стержнях обмотки ротора за счет придания их сечению удлиненной формы.

В [Л. 3] предлагается строить механическую характеристику по формуле:

$$\frac{M}{M_K} = \frac{2 + q}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} + q} \quad (2)$$

Здесь постоянные  $s_K$  и  $q$  определяются по каталожным данным из условий прохождения характеристики через точки с координатами  $(s_n, M_n)$  и  $(1, M_n)$ .

Однако результаты расчетов вызывают сомнения, так как значение критического скольжения  $s_K$  получается много больше

полученного по формуле (1), а параметр  $q = 2 \frac{r_1}{r_2} s_K$  при расче-

тах получается на порядок больше объяснимого. Так, например, для двигателя А 62-4 по (1) значение  $s_K = 0,134$ , а по (2)  $s_K = 0,226$  и  $q = 2,93$ . По расчетам на основании известных параметров схемы замещения для этого двигателя ( $r_1 = 0,4$  и  $r_2 = 0,235$  Ом) значение  $q = 0,455$ . Разница весьма существенная. Аналогичные результаты получаются и для других двигателей.

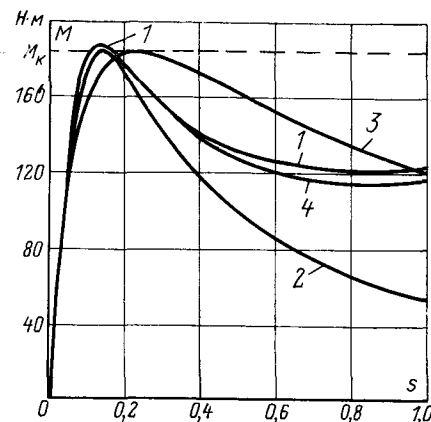
Таким образом, определяемые из (2) значения параметра  $q$  не соответствуют его физическому смыслу, поэтому и остальные результаты расчетов нельзя считать достоверными.

Более правильные результаты можно получить, если в (1) ввести поправку, учитывающую влияние вытеснения тока в стержнях обмотки ротора. Можно рассматривать электромагнитный момент асинхронного двигателя, состоящим из двух слагаемых. Первое слагаемое — момент, развиваемый ротором при отсутствии вытеснения тока в его обмотке, вычисляется по (1), второе слагаемое — дополнительный момент, получающийся за счет вытеснения тока в стержнях обмотки ротора, в первом приближении можно принять прямо пропорциональным скольжению, т. е.

$$M_{доп} = bs.$$

Для того чтобы максимальный суммарный момент был равен известному из каталожных данных критическому моменту  $M_K$ , в (1) следует ввести поправочный коэффициент  $1 - bs_K$ , тогда уравнение механической характеристики асинхронного двигателя будет иметь вид:

$$\frac{M}{M_K} = \frac{2(1 + s_K)(1 - bs_K)}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} + 2s_K} + bs. \quad (3)$$





пазона исследования в. а. х. (снятие тока короткого замыкания и характеристики во втором квадранте) в схеме предусмотрен источник компенсирующего напряжения  $E_k=7$  В. Переключением контакторов устройство может быть использовано для плавного регулирования малых ( $KM1$ ) и больших ( $KM2$ ) токов. При исследовании ТЭП с неизотермичными электродами требуется измерение токов с коллектора на эмиттер. Подключение дополнительной нагрузки  $T'_1-T'_3$  с  $E_k=15$  В, собранной по аналогии с  $T_1-T_3$ , к зажимам 1 и 2 обеспечивает исследование в. а. х. в трех квадрантах (регистрируются прямой и обратный токи). Преобразователь при этом располагается в диагонали мостовой схемы, образованной этими нагрузками.

Нагрузка в транзисторном исполнении является безынерционным устройством. Управляя нагрузкой с помощью генератора треугольного напряжения ГТИ, возможно проводить осциллографирование прямого и обратного хода в. а. х. при большой скважности импульсов развертки. Это позволяет значительно снизить выствывание эмиттера при осциллографировании и обеспечить совпадение изотермических в. а. х., снятых статическим и импульсным методами.

При длительных испытаниях преобразователей в режиме постоянной нагрузки требуется поддержание заданной температуры в течение эксперимента [Л. 1]. В случае больших значений снимаемых токов существенный вклад в тепловой баланс эмиттера вносит электронное охлаждение, вызываемое переносом тепла электронами с эмиттера на коллектор. Уменьшение снимаемого тока из-за возможных флуктуаций напряжения преобразователя может привести к нарушению теплового баланса (перегреву) эмиттера. Большое динамическое сопротивление транзисторов  $T_{1n}, T_{2n}$  обеспечивает ста-

билизацию установленного тока (рабочей точки), а следовательно, и электронного охлаждения. Кроме того, при испытании последовательной сборки ТЭП, благодаря указанному свойству нагрузки, выход из режима или короткое замыкание одного из преобразователей не вызовет перегрева эмиттеров остальных приборов. Для обеспечения длительного ресурса устройства в режиме фиксированного тока ТЭП транзисторы монтируются на охлаждаемых водой радиаторах, что позволяет работать с токами 750 А при температуре корпуса транзисторов не более  $+30^\circ\text{C}$ . Для нагрузки с  $I_{np}=1000$  А и  $I_{обр}=250$  А количество транзисторов с учетом резервирования (см. рисунок) составляет  $T_{1n}=100$ ,  $T_{2n}=8$ ,  $T'_{1n}=25$  и  $T'_{2n}=2$  шт. Конструктивно нагрузка выполнена в виде отдельного блока. Использование более мощных транзисторов можно увеличить максимальный ток устройства или уменьшить число параллельно включенных элементов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пятницкий А. П., Сергеев Л. И., Невежин О. А. Вольтамперные характеристики термоэмиссионных преобразователей. М., Атомиздат, 1967.
2. Peelgren M. L., Ernst D. — «IEEE Conf. Rec. Thermion Convers». Specialist Conf. Carmel. Calif., 1969.
3. Lancashire R. B. — «IEEE Conf. Rec. Thermion Convers». Specialist 9th Annu. Conf. Miami Beach. Fla. New York, 1970, N 7.
4. Конец Ю. И. Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. М., «Советское радио», 1957, вып. 1.

[8.5.1974]



УДК 621.314.018.14

## Максимальный коэффициент мощности вентильных преобразователей

Инж. ТИХОМИРОВ В. А., канд. техн. наук МАГАЗИННИК Г. Г.

Горьковский политехнический институт

Одним из основных показателей, характеризующих энергетiku вентильных преобразователей (ВП), является коэффициент мощности  $K_m$ . Уменьшение выходного напряжения преобразователей переменного тока в постоянный (выпрямителей) изменением угла включения вентилей сопровождается снижением  $K_m$ . Это их главный недостаток. Стремление уменьшить влияние регулирования на  $K_m$  привело к созданию различных схем ВП и законов управления. Применение искусственной коммутации вентилей открывает новые возможности в этом направлении.

В работах, посвященных вопросу повышения  $K_m$ , обычно проводится анализ  $K_m$  конкретной схемы ВП при заранее выбранном законе управления. При этом максимальные возможности схемы в части повышения  $K_m$  остаются нераскрытыми. Поэтому необходим анализ различных схем и законов управления в общем виде и с единых позиций, что позволило бы определить теоретически максимально возможный (предельный)  $K_m$ , оптимизировать преобразователи в отношении данного энергетического показателя и получить наибольшую эффективность использования дополнительного оборудования, предназначенного для реализации выявленного закона.

Установив в общем виде зависимость  $K_m$  от степени регулирования выпрямленного напряжения, справедливую для всех схем ВП и законов управления. Предварительно принимаем допущения:

- сеть бесконечной мощности;
- напряжения питания симметричны и синусоидальны;
- потери в трансформаторе, имеющем коэффициент трансформации, равный единице, и в вентиллях отсутствуют;
- выпрямленный ток идеально сглажен и при регулировании сохраняет постоянное значение.

Исходная формула

$$K_m = P/S.$$

(1)

При принятых допущениях активная мощность  $P$ , потребляемая ВП из сети, равна активной мощности на выходе

$$P = U_d I_d, \quad (2)$$

где  $U_d$  — среднее значение выпрямленного напряжения управляемого ВП;  $I_d$  — среднее значение выпрямленного тока.

Полная мощность  $S$ 

$$S = m U_\phi I_\phi, \quad (3)$$

где  $U_\phi$  и  $I_\phi$  — действующие значения напряжения и тока фазы сети;  $m$  — число фаз сети;

$$U_\phi = \frac{U_{d0}}{N \sqrt{2} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}}, \quad (4)$$

( $U_{d0}$  — среднее значение выпрямленного напряжения неуправляемого ВП;  $N$  — число схем с нулевым выводом, на которые можно разложить ВП).

$$I_\phi = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_\phi^2 dt} = I_d K_\phi, \quad (5)$$

где  $i_\phi$  — мгновенное значение тока фазы сети;

$$K_\phi = \frac{I_\phi}{I_d} = \frac{1}{T} \int_0^T \left( \frac{i_\phi}{I_d} \right)^2 dt; \quad (6)$$

$T$  — период повторяемости тока  $i_\phi$ .

С учетом (2)—(5) коэффициент мощности

$$K_M = \frac{\sqrt{2} N}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \frac{C_p}{K_\Phi}, \quad (7)$$

где  $C_p = \frac{U_d}{U_{d0}}$  — степень регулирования выпрямленного напряжения ВП.

Величины  $C_p$  и  $K_\Phi$ , входящие в (7), определяются законом управления ВП и характеризуют энергетическую сторону процесса регулирования  $U_d$ . Изменение  $C_p$  в процессе регулирования при  $I_d = \text{const}$  отражает изменение  $P$ , а изменение  $K_\Phi$  при  $U_\Phi = \text{const}$  отражает изменение  $S$ .

При выводе (7) не накладывались никакие ограничения, связанные со спецификой схем преобразователей или законов управления ими. Поэтому выражение (7) в рамках принятых допущений справедливо для всех схем ВП и законов управления.

Анализ  $K_M$  по выражению (7) не требует выполнения трудоемкой операции разложения кривой сетевого тока в ряд Фурье, т. е. обладает всеми достоинствами методики, разработанной в [Л. 1]. Кроме того, (7) позволяет оптимизировать ВП в отношении  $K_M$ .

Структура (7) показывает, что  $K_M$  получается максимальным во всем диапазоне регулирования, если с уменьшением  $C_p$  уменьшается и  $K_\Phi$ . Уменьшение  $K_\Phi$  возможно при уменьшении длительности протекания тока  $\lambda$  в фазе сети или уменьшении его амплитуды. При этом каждому фиксированному значению  $K_\Phi$  должно соответствовать максимальное значение  $C_p$ .

При определении максимально возможного  $K_M$  с целью упрощения анализа целесообразно считать коммутацию токов в фазах сети мгновенной. Затем  $K_M$  преобразователя при выявленном законе управления может быть рассчитан по (7) с учетом коммутации.

Наибольший практический интерес представляет анализ  $K_M$  преобразователей, питающихся от трехфазной сети переменного тока. Анализ целесообразно начать с ВП по схеме с нулевым выводом ( $N=1$ ), так как все остальные схемы можно представить в виде последовательного или параллельного соединения нескольких схем с нулевым выводом.

Повышение  $K_M$  ВП по схеме с нулевым выводом возможно лишь при использовании нулевого вентилля [Л. 2] и при фазовом или импульсном методе регулирования  $U_d$ . При этом под фазовым методом понимается регулирование  $U_d$  изменением по произвольному закону (не нарушающему симметрию работы ВП) угла открытия вентилей относительно точек пересечения синусоид фазных напряжений (рис. 1, а), а под импульсным — изменением соотношения времени замкнутого и разомкнутого состояния ключа, работающего с периодом  $T_K$  и подключающего нагрузку с нулевым вентилем к неуправляемому ВП целое число раз  $n > 1$  за время  $T_m = \frac{2\pi}{m\omega_0}$  (рис. 1, б).

Как правило, в реальных случаях  $n$  может быть равно 10 и более. При  $n=1$  фазовый и импульсный методы регулирования совпадают.

При наличии нулевого вентилля длительность протекания тока в фазах вторичной обмотки питающего трансформатора при регулировании уменьшается на время работы нулевого вентилля. В случае соблюдения условия электрической симметрии ВП коэффициент  $K_\Phi$  на первичной стороне питающего трансформатора

$$K_\Phi = \sqrt{\frac{\lambda}{3\pi}}. \quad (8)$$

Формула (8) справедлива для ВП по схеме с нулевым выводом и нулевым вентилем при любом методе регулирования  $U_d$ .

Степень регулирования при фазовом методе

$$C_p = \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \sin \left( \theta_n + \frac{\lambda}{2} \right), \quad (9)$$

где  $\theta_n$  — начальная фаза тока.

При фиксированном значении  $K_\Phi$  согласно (7) максимальному  $K_M$  будет соответствовать максимальное значение

$C_p$ , которое равно:

$$C_{p\max} = \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \quad (10)$$

и получается при

$$\theta_n + \lambda/2 = \pi/2. \quad (11)$$

Последнее значит, что кривая сетевого тока при регулировании остается симметричной относительно максимума синусоиды питающего напряжения, а длительность протекания тока  $\lambda$  уменьшается, начиная с  $2\pi/m$ , на угол  $\alpha$  с каждой стороны (см. рис. 1, а), т. е.

$$\alpha_1 = -\alpha_2 = \alpha; \quad \lambda = 2\pi/m - 2\alpha. \quad (12)$$

Для того чтобы сопоставить  $K_M$  преобразователя при фазовом и импульсном методе регулирования  $U_d$ , достаточно сравнить величины  $C_p$  при фиксированной величине  $\lambda$  (или  $K_\Phi$ ).

При импульсном методе регулирования  $K_M$  получается максимальным в случае, если сетевой ток на  $k$ -м интервале работы ключа сжимается относительно середины этого интервала на угол  $\alpha_k$  с каждой стороны (см. рис. 1, б). Степень регулирования

$$C_p = \frac{\sin \frac{\lambda}{2n}}{\sin \frac{\pi}{mn}}, \quad (13)$$

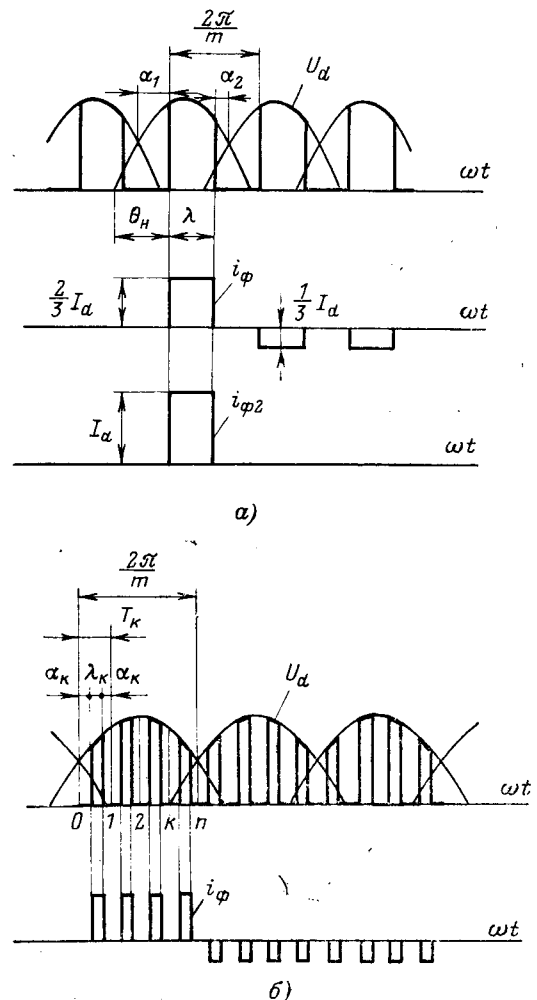


Рис. 1. Диаграммы выпрямленного напряжения и фазных токов ВП по схеме с нулевым выводом и нулевым вентилем. а — фазовый метод регулирования; б — импульсный метод регулирования.

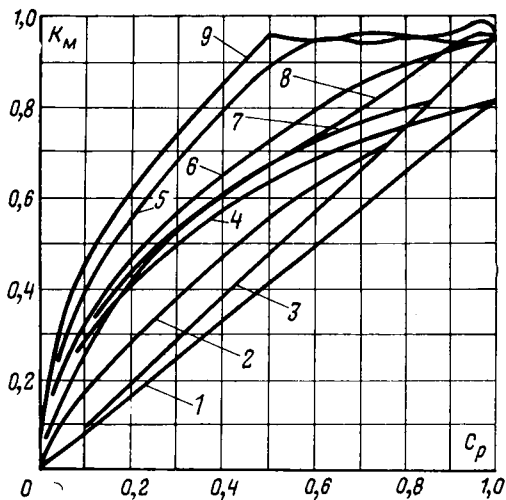


Рис. 2. Зависимость коэффициента мощности от степени регулирования.

1 — для обычного ВП по схеме с нулевым выводом; 2 —  $K_{M \max}$  для ВП по схеме с нулевым выводом и нулевым вентилем; 3 — для обычного мостового ВП; 4 — для мостового ВП с поочередным управлением; 5 —  $K_{M \max}$  для мостового ВП с соединением обмоток питающего трансформатора Y/Y; 6 — то же при  $\Delta/Y$ ; 7 —  $K_{M \max}$  для мостового ВП с управлением группами по закону  $\alpha_2 = -\alpha_1 = \alpha$ ; 8 — для двухмостового ВП с поочередным управлением; 9 —  $K_{M \max}$  для двухмостового ВП.

$$\text{где } \lambda = \sum_{k=1}^n \lambda_k = 2\pi/m - 2n\alpha_k.$$

Величина  $C_{p \max}$ , определяемая (10), больше величины  $C_p$ , определяемой (13). Лишь в частном случае при  $n=1$  они совпадают. Следовательно, при фазовом методе регулирования можно достигнуть большего повышения  $K_M$ , чем при импульсном методе. Зависимость максимально возможного  $K_M$  от  $C_p$  для ВП по схеме с нулевым выводом и нулевым вентилем, рассчитанная по (7) с использованием (8), в котором  $\lambda = 2\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{2} C_p\right)$ , показана на рис. 2. Там же для сравнения приведена зависимость  $K_M$  от  $C_p$  для ВП без нулевого вентиля. В первом случае  $K_M$  значительно выше.

Еще большего повышения  $K_M$  можно достигнуть в мостовой схеме ВП, которая является результатом последовательного соединения двух схем с нулевым выводом ( $N=2$ ), имеющих противофазные питающие напряжения. Каждая из этих схем может иметь нулевой вентиль и регулироваться независимо при максимально возможном  $K_M$ . При этом первичный (сетевой) и вторичный токи питающего трансформатора мостовой схемы являются суммой токов схем с нулевым выводом. Действующие значения токов, а следовательно, и  $K_M$  на первичной и вторичной сторонах трансформатора различны. Определим максимально возможный  $K_M$  на вторичной стороне трансформатора. Для этого случая

$$K_{\Phi 2} = \sqrt{\frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2\pi}}; \quad (14)$$

$$C_p = 0,5 \left( \frac{\sin \frac{\lambda_1}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} + \frac{\sin \frac{\lambda_2}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \right). \quad (15)$$

При фиксированном  $K_{\Phi 2}$  максимально возможный  $K_M$  определяется из условия:

$$\frac{dC_p}{d\lambda_1} = 0,5 \left( \frac{\cos \frac{\lambda_1}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} + \frac{\cos \frac{\lambda_2}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \frac{d\lambda_2}{d\lambda_1} \right) =$$

$$= 0,5 \left( \frac{\cos \frac{\lambda_1}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} - \frac{\cos \frac{\lambda_2}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \right) = 0,$$

которое дает

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda. \quad (16)$$

Последнее означает, что схемы с нулевым выводом, составляющие мостовую схему, должны регулироваться одинаково.

Отметим, что условие (16) можно получить, если в (7) подставить (14) и при фиксированном  $C_p$  приравнять к нулю  $dK_M/d\lambda_1$ .

При регулировании  $U_d$  с соблюдением (16)  $K_M$  на первичной стороне трансформатора будет также иметь максимально возможное значение. Причем, при соединении обмоток трансформатора Y/Y в его стержнях под действием некомпенсированных н. с., пропорциональных  $\frac{1}{3} I_d$ , возникает пере-

менный по направлению поток вынужденного намагничивания  $\Phi_0$  частотой 150 Гц (это следует из второго закона Кирхгофа для магнитных цепей) и  $K_{\Phi} \neq K_{\Phi 2}$ .

$$\left. \begin{aligned} K_{\Phi} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{\lambda}{\pi}} \text{ при } 0 \leq \lambda \leq \frac{\pi}{3}; \\ K_{\Phi} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{2\lambda}{\pi} - \frac{1}{3}} \text{ при } \frac{\pi}{3} \leq \lambda \leq \frac{2\pi}{3}, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$\text{где } \lambda = 2\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{2} C_p\right).$$

При соединении  $\Delta/Y$  поток вынужденного намагничивания отсутствует,  $K_{\Phi} = K_{\Phi 2}$  и  $K_M$  на первичной и вторичной сторонах трансформатора равны.

Недостатки синтезированного закона управления мостовым ВП, обеспечивающего максимально возможный  $K_M$ :

необходимость в дополнительных нулевых вентилях, установленная мощность которых равна установленной мощности вентилей мостовой схемы;

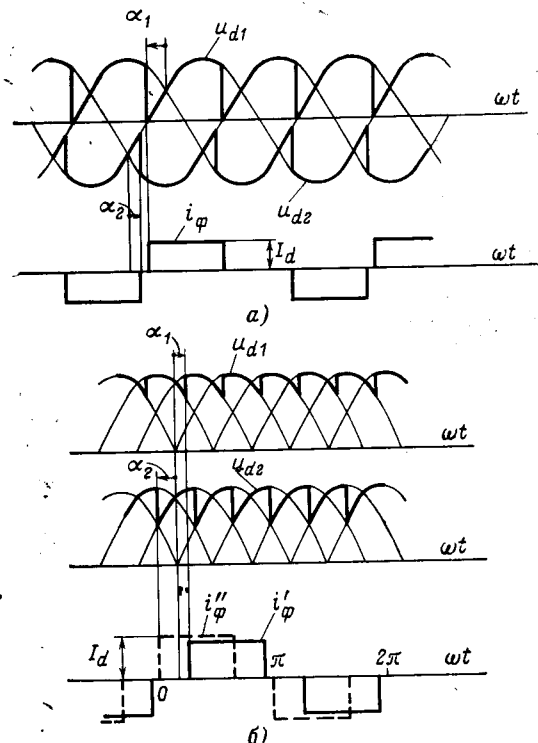


Рис. 3. Диаграммы выпрямленного напряжения и фазного тока.

а — мостового ВП с независимым управлением группами; б — двухмостового ВП с независимым управлением мостами.

невозможность создания реверсивного ВП из-за наличия неуправляемых нулевых вентилей.

Исключив нулевые вентили, возможно, хотя и в меньшей степени чем при их наличии, повысить  $K_m$  мостового преобразователя. Это достигается при условии, что углы управления  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  каждой из схем с нулевым выводом, составляющих мостовую схему, изменяются независимо друг от друга ([Л. 3], рис. 3,а).

В этом случае

$$\left. \begin{aligned} K_{\Phi} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \text{ при } 0 \leq \Delta\alpha \leq \frac{\pi}{3}; \\ K_{\Phi} &= \sqrt{1 - \frac{\Delta\alpha}{\pi}} \text{ при } \frac{\pi}{3} \leq \Delta\alpha \leq \pi; \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \Delta\alpha &= \alpha_2 - \alpha_1; \\ C_p &= 0,5 (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2). \end{aligned} \quad (19)$$

Рассуждая вышеуказанным образом, находим, что максимальный  $K_m$  получается при условии

$$\alpha_2 = -\alpha_1 = \alpha. \quad (20)$$

Коэффициент мощности мостового ВП без нулевых вентилей при управлении по закону (20) в большей части диапазона регулирования выше, чем при поочередном ( $\alpha_1=0$ ;  $\alpha_2=0-\pi$ ) [Л. 1] и обычном управлении ( $\alpha_2=\alpha_1=\alpha$ ), но ниже максимально возможного (рис. 2).

С энергетической точки зрения мостовой схеме эквивалентны схема Кюблера и схема Вологодина [Л. 4]. Дальнейшее расширение возможности повышения  $K_m$  обеспечивают двухмостовые ВП, состоящие из четырех схем с нулевым выводом ( $N=4$ ), каждая из которых может регулироваться независимо. Поскольку двухмостовые схемы перспективны при создании мощных ВП, то независимое управление схемами с нулевым выводом неприемлемо из-за вредного влияния на сеть генерируемых ими четных гармоник тока [Л. 5].

При независимом управлении мостовыми схемами, составляющими двухмостовой ВП, четные гармоники в сетевом токе отсутствуют. Поэтому рассмотрим  $K_m$  только для одного из возможных и наиболее рациональных законов регулирования, при котором углы управления  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  каждого из последовательно соединенных мостовых схем двухмостового ВП изменяются независимо друг от друга (рис. 3,б). В этом случае

$$\left. \begin{aligned} K_{\Phi} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{4 - 3 \frac{\Delta\alpha}{\pi}} \text{ при } 0 \leq \Delta\alpha \leq \frac{\pi}{3}; \\ K_{\Phi} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{5 - 6 \frac{\Delta\alpha}{\pi}} \text{ при } \frac{\pi}{3} \leq \Delta\alpha \leq \frac{2\pi}{3}; \\ K_{\Phi} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{3 - 3 \frac{\Delta\alpha}{\pi}} \text{ при } \frac{2\pi}{3} \leq \Delta\alpha \leq \pi; \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

$$\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1.$$

Значение  $C_p$  определяется выражением (19). Максимальный  $K_m$  получается при выполнении условия (20).

Двухмостовой ВП с последовательным соединением мостов при управлении по закону (20) эквивалентен в энергетическом отношении ВП с параллельным соединением мостов через уравнивательные реакторы.

Максимальный  $K_m$  двухмостового ВП во всем диапазоне регулирования значительно выше, чем при поочередном [Л. 6] или обычном управлении (рис. 2). Он выше  $K_m$  преобразователей, управляемых по любому из рассмотренных выше законов. Ни один из других известных законов управления [Л. 7 и 8] также не обеспечивает большее значение  $K_m$ .

При управлении преобразователями по законам, обеспечивающим максимальный  $K_m$ , часть их вентиля работает с отрицательными значениями угла управления, поэтому для

реализации этих законов необходимо применять комбинированную (естественную и искусственную) коммутацию вентилей.

Коэффициент мощности является основным, но не единственным энергетическим показателем ВП. Для оценки взаимодействия преобразователей с питающей сетью необходим анализ показателей, характеризующих влияние ВП на сеть. Такими показателями являются составляющие полной мощности и гармонический состав сетевого тока.

Активная мощность для всех законов управления

$$P = U_d I_d = U_{d0} I_d C_p = P_{d0} C_p.$$

Реактивная мощность  $Q$  определяется с помощью интегрального соотношения из [Л. 1]

$$Q = -\frac{m}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi} \frac{dU_{cp}}{d\omega t} d\omega t.$$

Легко установить, что при управлении преобразователями по законам, обеспечивающим максимальный  $K_m$ , они не потребляют реактивную мощность ( $Q=0$ ), т. е. являются полностью компенсированными и работают с коэффициентом сдвига 1-й гармоники сетевого тока, равным единице во всем диапазоне регулирования. Следовательно, влияние таких ВП на сеть, связанное с потреблением  $Q$ , отсутствует. Более подробно вопрос о влиянии ВП на сеть при различных законах управления рассмотрен авторами в [Л. 5].

**Вывод.** Вентильный преобразователь по любой из схем обладает предельными возможностями с точки зрения повышения  $K_m$ . Максимальный  $K_m$  преобразователей достигается только при применении комбинированной коммутации вентилей. Одновременно исключается потребление реактивной мощности из питающей сети, т. е. ВП является полностью компенсированным.

Из рассмотренных схем наибольшие возможности в части повышения  $K_m$  обеспечивает двухмостовой ВП. Он же оказывает наименьшее влияние на сеть [Л. 5].

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Маевский О. А. Интегральные методы определения энергетических соотношений в вентильных преобразователях. — «Изв. вузов. Энергетика», 1965, № 8.
2. Маевский О. А. Теорема о коэффициенте мощности симметричного одиночного вентильного преобразователя. Вестник ХПИ «Преобразовательная техника», 1968, № 30 (78), вып. 3.
3. Магазинник Г. Т., Тихомиров В. А. Особенности работы мостового тиристорного выпрямителя с искусственной коммутацией. — «ЭП. Преобразовательная техника», 1972, вып. 4 (28).
4. Маевский О. А. Энергетическая эквивалентность и рациональность различных схем повышения коэффициента мощности глубоко регулируемых вентильных преобразователей. Вестник ХПИ «Преобразовательная техника», 1966, № 10 (58), вып. 1.
5. Анализ влияния вентильных преобразователей на питающую сеть при различных способах управления. — «Электричество», 1973, № 5, с. 45—48. Авт.: Г. Г. Магазинник, А. Г. Факеев, В. А. Тихомиров, И. В. Дудченко.
6. Жемеров Г. Г., Левитан И. И. Коэффициент мощности каскадных управляемых выпрямителей. — «Электричество», 1971, № 10, с. 27—30.
7. Долбня В. Т. Несимметричное сеточное управление ионными выпрямителями. — «Электричество», 1959, № 4, с. 43—49.
8. Маевский О. А., Семко А. М. Вентильные преобразователи с поочередно-двукратным включением вентилей. — В кн.: Устройства преобразовательной техники. Киев, «Наукова думка», 1969, вып. 1.

[25.4.1975]



# Исследование электрического поля электрооптических модуляторов тетрагональных кристаллов типа KDP

КАМАЧ Ю. Э., КОЗЛОВСКИЙ Е. Н., НОВГОРОДЦЕВ А. Б., ОВЧИННИКОВ В. М.

Ленинград

Для модуляции оптического излучения лазеров широко используются электрооптические модуляторы. Пропускание такого модулятора  $j$  определяется соотношением [Л. 1]

$$j = \frac{I}{I_0} = \sin^2 \frac{2\pi L \Delta n}{\lambda} = \sin^2 \frac{\pi n^3_0 r_{63} E_z L}{\lambda}. \quad (1)$$

где  $I_0$ ,  $I$  — интенсивность падающего и прошедшего через систему света;  $L$  — длина оптического пути света в кристалле;  $\Delta n = n_1 - n_2 = n^3_0 r_{63} E_z$  — двупреломление — разность показателей преломления в присутствии приложенного к кристаллу однородного электрического поля с напряженностью  $E_z$ , направленной вдоль оптической оси;  $\lambda$  — длина волны света;  $n_0$  — показатель преломления при отсутствии электрического поля;  $r_{63}$  — электрооптический коэффициент.

В случае непостоянства составляющей  $E_z$  вдоль пути  $L$  произведение  $E_z L$  в формуле (1) заменится на интеграл  $\int E_z dL$ , взятый вдоль того же пути, равный напряжению  $U$  между точками входа и выхода светового луча из кристалла. Поэтому для обеспечения постоянства пропускания необходимо обеспечить постоянство распределения напряжения по всему рабочему сечению модулятора.

Это требование строго можно удовлетворить лишь с помощью плоских электродов, полностью закрывающих торцевые поверхности кристалла. Использование для этой цели проводящих стекол [Л. 2] невозможно в случае модуляции мощных импульсов, так как подобные электроды разрушаются под действием излучения. Применение решетчатых электродов не обеспечивает строгого постоянства управляющего напряжения, а также вносит в модулятор дополнительные потери. Поэтому для создания управляющего поля используются полосковые электроды, нанесенные на боковую поверхность кристалла. Поскольку и при этом постоянство управляющего напряжения строго обеспечить не удастся, то возникает необходимость подбора формы кристалла и расположения электродов, обеспечивающих минимальную неоднородность управляющего напряжения по торцевым поверхностям кристалла.

В статье эта задача решается для цилиндрических кристаллов (рис. 1, а) и кристаллов прямоугольного сечения (рис. 1, б). Используемые кристаллы обладают естественной анизотропией, и потенциал в них удовлетворяет уравнению [Л. 3]

$$\epsilon_x \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \epsilon_y \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} + \epsilon_z \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = 0, \quad (2)$$

где  $\epsilon_x$ ,  $\epsilon_y$ ,  $\epsilon_z$  — главные диэлектрические проницаемости.

В кристаллах типа KDP  $\epsilon_x = \epsilon_y = \epsilon_z$ , и при цилиндрической симметрии для потенциала имеем уравнение:

$$\epsilon_r \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial U}{\partial r} \right) + \epsilon_z \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = 0. \quad (3)$$

Относительно высокие (порядка нескольких десятков) значения главных проницаемостей позволяют пренебречь влиянием внешней среды с проницаемостью  $\epsilon_0$  на распределение поля и принять на поверхности кристалла, свободной от электродов, нормальную составляющую напряжения  $E_n$  равной нулю:

$$E_n = - \frac{\partial U}{\partial n} = 0. \quad (4)$$

Для цилиндрического кристалла (рис. 1, а) решение уравнения (3), удовлетворяющее условию (4) на торцевых поверхностях, можно записать в виде

$$U = \sum_{n=1}^{\infty} C_n I_0 (\lambda n r') \sin \lambda n z,$$

где  $I_0(x)$  — модифицированная функция Бесселя;

$$\lambda n = \frac{\pi}{2l} (2n - 1); \quad r' = r \sqrt{\epsilon_z / \epsilon_r}; \quad C_n = \frac{2}{l} \int_0^l f(z) \sin \lambda n z dz;$$

$f(z)$  — распределение потенциала на боковой поверхности цилиндра;

Однако для получения решения нельзя применить стандартную схему метода разделения переменных, поскольку точный вид функции  $f(z)$  нам неизвестен. Эта функция имеет характер, показанный на рис. 2 (кривая 1). Она не превосходит значений функции  $f_2$  (кривая 2), для которой решение имеет вид:

$$U_2 = \frac{2U_0}{lh} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_0(\lambda n r')}{I_0(\lambda n R')} \frac{\sin \lambda n h \sin \lambda n z}{\lambda^2 n}, \quad (5)$$

где  $R' = R \sqrt{\epsilon_z / \epsilon_r}$ .

С другой стороны, значения  $f(z)$  не меньше функции  $f_3$  (кривая 3). Последней соответствует решение:

$$U_3 = \frac{2U_0}{l} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_0(\lambda n r')}{I_0(\lambda n R')} \frac{\cos \lambda n h \sin \lambda n z}{\lambda n}. \quad (6)$$

Очевидно, что для всех точек цилиндрического кристалла соблюдается неравенство  $U_2 \geq U \geq U_3$ , где  $U$  — истинное значение потенциала в данной точке. Такой подход дает хорошие результаты, если ширина электродов достаточно велика, и неопределенность функции  $f(z)$  практически не влияет на результаты. Однако при малой относительной ширине электродов неопределенность результатов становится слишком большой. Для этих случаев используем другой подход. При небольшой ширине электрода на большей части боковой поверхности цилиндра известна производная  $\frac{\partial U}{\partial r} = -E_r = 0$ .

Она неизвестна лишь на части боковой поверхности, занятой электродами, где она обусловлена характером распределения заряда  $q$  по поверхности электрода. Будем считать этот заряд

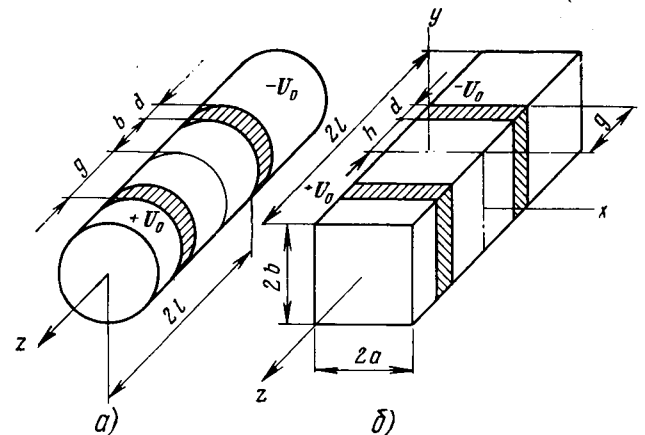


Рис. 1. К расчету поля модуляторов цилиндрического (а) и прямоугольного (б) сечения.

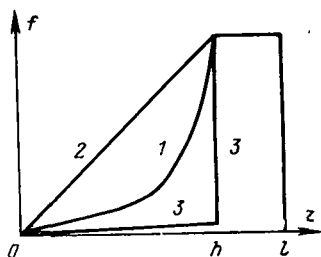


Рис. 2. Распределение потенциала по боковой поверхности кристалла.

распределенным равномерно. В этом случае выражение для потенциала имеет вид:

$$U_4 = \frac{q}{\pi \sqrt{\varepsilon_z \varepsilon_r} R d l} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_0(\lambda_n r')}{I_1(\lambda_n R')} \frac{\cos \lambda_n h - \cos \lambda_n g}{\lambda_n^2} \sin \lambda_n z. \quad (7)$$

Для вычисления емкости модулятора воспользуемся методом Хоу. Определяя средний потенциал электрода с помощью (7), получим окончательно:

$$C = \frac{\pi \sqrt{\varepsilon_z \varepsilon_r} R d^2 l}{2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\cos \lambda_n h - \cos \lambda_n g)^2}{\lambda_n^3} \frac{I_0(\lambda_n R')}{I_1(\lambda_n R')}}. \quad (8)$$

Методика расчета распределения управляющего напряжения в кристаллах прямоугольного сечения с боковым расположением электродов (рис. 1,б), изложенная в [Л. 5], требует для получения результата решения системы линейных алгебраических уравнений. Поэтому в настоящей работе для расчета распределения напряжения в таких кристаллах будут использованы приближенные методы, аналогичные изложенным выше и дающие окончательный результат в аналитической форме. Для кристалла с электродами, занимающими всю боковую поверхность (рис. 1,б при  $h=0, g=l$ ), решение уравнения (3), удовлетворяющее условию (4) на торцевых поверхностях, и условиям  $U=U_0$  при  $z>0, U=-U_0$  при  $z<0$  на боковой поверхности, можно с помощью метода разделения переменных получить в виде

$$U = U_0 - \frac{16U_0}{\pi^2} \times \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+m} \cos \frac{\pi(2n-1)x}{a} \cos \frac{\pi(2m-1)y}{b}}{(2n-1)(2m-1)} \times \frac{\operatorname{ch} \gamma_{nm}(l-z)}{\operatorname{ch} \gamma_{nm}l}, \quad (9)$$

$$\text{где } \gamma_{nm} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{(2n-1)^2 \varepsilon_x}{a^2 \varepsilon_z} + \frac{(2m-1)^2 \varepsilon_y}{b^2 \varepsilon_z}}.$$

В случае небольшой относительной ширины электродов примем заряд электродов  $q$  равномерно распределенным по их поверхности. При этом на боковой поверхности модулятора соблюдаются условия, аналогичные принятым при выводе формулы (8). Используя и в этом случае стандартную схему метода разделения переменных при условии (4) на торцевых поверхностях, получим окончательно для потенциала:

$$U = \frac{2q}{Sl \sqrt{\varepsilon_z}} \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{\operatorname{ch} \lambda_n x \sqrt{\frac{\varepsilon_z}{\varepsilon_y}}}{\sqrt{\varepsilon_x} \operatorname{sh} \lambda_n a \sqrt{\frac{\varepsilon_z}{\varepsilon_x}}} + \frac{\operatorname{ch} \lambda_n y \sqrt{\frac{\varepsilon_z}{\varepsilon_x}}}{\sqrt{\varepsilon_y} \operatorname{sh} \lambda_n b \sqrt{\frac{\varepsilon_z}{\varepsilon_y}}} \right) \frac{(\cos \lambda_n h - \cos \lambda_n g) \sin \lambda_n z}{\lambda_n^2}, \quad (10)$$

где  $S=4(a+b)d$  — площадь электрода.

Применяя, как и выше, метод Хоу, будем иметь для емкости:

$$C = \frac{(a+b)^2 d^2 \varepsilon_z}{\sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{2}{\lambda_n} + b' \operatorname{cth} \lambda_n a' + a' \operatorname{cth} \lambda_n b' \right) \frac{(\cos \lambda_n h - \cos \lambda_n g)^2}{\lambda_n^3}}, \quad (11)$$

где  $a' = a \sqrt{\varepsilon_z / \varepsilon_x}$ ,  $b' = b \sqrt{\varepsilon_z / \varepsilon_y}$ .

Заметим, что выражения (10) и (11) менее точны, чем (7) и (8), поскольку они не учитывают неравномерность распределения заряда в направлении осей  $x$  и  $y$ , которая отсутствует у цилиндрического кристалла.

**Анализ результатов расчета и моделирования.** На рис. 3 построены зависимости управляющего напряжения от радиуса для цилиндрического модулятора и распределение напряжения вдоль средней линии торцевой поверхности модулятора квадратного сечения. Кривые 1 и 2, соответствующие полному перекрытию электродами боковой поверхности, рассчитаны по формулам (9) и (6), остальные кривые получены путем моделирования на электролитической модели. Степень неравномерности управляющего напряжения наиболее существенно зависит от относительной длины кристалла: с ростом

$\frac{l}{R} \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_z}} = \frac{l}{R'}$  кривые  $U(r)$  существенно сглаживаются, при  $l/R' \geq 4$  неравномерность напряжения не превышает 2%. С ростом ширины электродов неравномерность управляющего напряжения сглаживается, однако по мере увеличения ширины электродов роль этого фактора падает. Распределение напряжения мало зависит от формы поперечного сечения, различия кривых, полученных для цилиндрической и квадратной систем при одинаковой форме продольного сечения, невелики; в цилиндрической системе это распределение оказывается более равномерным.

Применение комбинированных электродов, расположенных на боковой и торцевой поверхности не дает выигрыша в распределении управляющего напряжения. При одинаковых отношениях светового диаметра к приведенной длине модулятора  $\frac{2R}{2l} \sqrt{\frac{\varepsilon_z}{\varepsilon_r}}$  (при расположении электродов на торце светового диаметр ограничивается внутренним диаметром электрода) более равномерное распределение напряжения достигается при боковом расположении электродов (см. кривые 3 и 9 на рис. 3).

Наиболее равномерное распределение управляющего напряжения модулятора с заданной осевой длиной достигается в случае, если поперечное сечение модулятора совпадает с сечением светового пучка, а его боковая поверхность полностью закрыта симметрично расположенными электродами. Однако ввиду того, что управляющие напряжения равны нескольким киловольтам и в зоне сближения электродов будет наблюдаться недопустимо большая напряженность, между электродами противоположной полярности необходим определенный зазор.

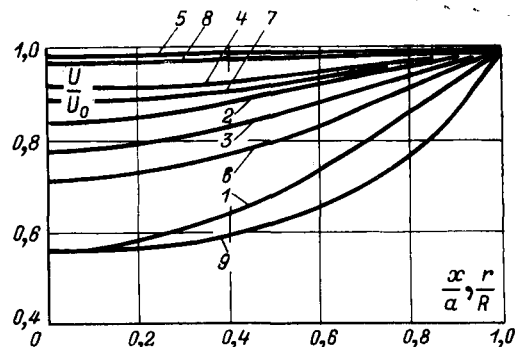


Рис. 3. Распределение управляющего напряжения по торцу модулятора.

1 — цилиндрический кристалл,  $h=0, l/R'=\pi$ ; 2 — кристалл прямоугольного сечения,  $h=0, l/a=1,33$ ; 3, 4, 5 — цилиндрический кристалл ( $3-l/R'=1,33$ ;  $4-l/R'=2$ ;  $5-l/R'=4$ ); 6, 7, 8 — кристалл квадратного сечения ( $6-l/a'=1,33$ ;  $7-l/a'=2$ ;  $8-l/a'=4$ ); 9 — цилиндрический кристалл, электроды на торце  $l/R'=1,33$ .

## Предотвращение коронирования грозозащитного троса на линиях 1150 кВ

(Статья БЫХОВСКОГО Я. Л., ЕМЕЛЬЯНОВА Н. П., СЕМЕНОВА А. С., ШКАРИНА Ю. П., «Электричество», 1975, № 7)

### Ответ авторов

Авторы согласны с тем, что обсуждаемая статья является постановочной, и проблема использования тросов для линий ультравысоких напряжений требует дальнейшего изучения. То новое, что мы хотели довести до читателя, — это возможность выбора конденсаторов такой емкости, что они могут быть одновременно использованы для высокочастотной связи и для снижения градиента потенциала троса.

Мы продолжаем настаивать на данной в статье оценке значения напряжения на изолированном тросе в 240 кВ. Это напряжение может быть вычислено согласно [Л. 1], где пренебрегают взаимным влиянием тросов. Трос предполагается тонким и расположенным строго по эквипотенциальной линии. Тогда, зная значения зарядов на проводах фазы, напряжения на них:

$$U_{тр4} = q_1 \alpha_{14} + q_2 \alpha_{24} + q_3 \alpha_{34};$$

$$U_{тр5} = q_1 \alpha_{15} + q_2 \alpha_{25} + q_3 \alpha_{35}.$$

Значения зарядов по фазам  $q_1$ ,  $q_2$  и  $q_3$  для варианта  $h_{тр} = 25,3$  м:

$$q_1 = \frac{10^6}{2\pi\epsilon_0} 11,9; \quad q_2 = \frac{10^6 a^2}{2\pi\epsilon_0} 12,9; \quad q_3 = \frac{10^6 a}{2\pi\epsilon_0} 11,9 \text{ Кл};$$

тогда  $U_{тр4} = 178 + j150$  кВ,  $|U_{тр4}| = 235$  кВ.

Таким образом, получаем значение, весьма близкое к приведенному в статье. Некоторое различие объясняется прибли-

женностью метода [Л. 1]. Мы согласны с тем, что этими формулами отображается только частный случай, когда линия не транспонирована или когда трос имеет длину меньше длины шага транспозиции.

Давыдов И. С., Мельзак И. Я. и Филиппова И. А. хотели бы, чтобы в статье была дана систематизированная информация о существе проблемы использования тросов в целом. Эта задача, по нашему мнению, решена в отклике Гершенгорна А. И., где также сообщается, что разземление тросов может привести к уменьшению объема переустройства линий проводной связи на участках сближения с ВЛ.

При оценке критических значений токов самопогасания электрической дуги мы хотели бы обратить внимание читателей также на [Л. 2], хотя этим самым мы отнюдь не исключаем проведение новых измерений в реальных условиях.

Заметим, что условия самопогасания сопровождающих дуг могут быть облегчены применением дугогасящих электродов на искровых промежутках.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мельников Н. А., Рокотян С. С., Шеренцис А. Н. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 330—500 кВ М., «Энергия», 1974. 466 с.
2. Третьяк Г. Т., Каплан В. В., Кондор Э. И. Открытые дуги переменного тока в установках высокого напряжения. — «Труды Всесоюзной электротехнической ассоциации» Л.—М. ОНТИ, 1935, т. 1, с. 187—200.

## ОТ РЕДАКЦИИ

*Выбор способа подвески грозозащиты тросов на линиях 1150 кВ, обеспечивающего предотвращение их коронирования, должен основываться на технико-экономическом сопоставлении вариантов (расщепленный трос и трос, заземленный через емкость). Для этого необходимо исследовать уровни изоляции тросов, условия самопогасания дуги между тросом и опорой, организацию высокочастотных каналов связи, условия работы конденсаторов.*

*Редакция благодарит всех участников дискуссии и выражает надежду, что состоявшийся обмен мнениями будет полезным для определения основных направлений дальнейших исследований.*

**Выводы.** 1. В электрооптических модуляторах кругового и прямоугольного сечения неравномерность распределения управляющего напряжения сглаживается при увеличении относительной приведенной длины кристалла и относительной ширины электродов. Наибольшая равномерность напряжения обеспечивается при расположении электродов на боковой поверхности кристалла.

2. При одинаковом световом диаметре и осевой длине большая равномерность управляющего напряжения достигается при использовании цилиндрического кристалла (по сравнению с кристаллом квадратного сечения).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Желудев И. С. Электрооптические явления в кристаллах. — «Успехи физических наук», 1966, 88, вып. 2, с. 253—286.

2. Модуляция и отклонение оптического излучения. М., «Наука», 1967. 176 с. Авт.: Г. П. Катис, Н. В. Кравцов, Л. Е. Чирков, С. М. Коновалов.

3. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред. М., Гостехиздат, 1957. 532 с.

4. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. М., «Энергия», 1966, т. 2, 407 с.

5. Витков М. Г. Анализ электрического поля, управляющего продольным электрооптическим эффектом в высокопроницаемых анизотропных кристаллах с полосковыми электродами. — «Оптика и спектроскопия», 1968, вып. 5, т. XXIV, с. 786—794.

[24.9.1975]

**Электроэнергетика стран ЕЭС.** — «Energie» (Belg), 1974, № 206, с. 47—58. В обзоре за 1973 г. EVROSTAT (Статистическое бюро стран ЕЭС) характеризуется современное состояние энергетики в странах — членах ЕЭС: производство и потребление электроэнергии, годовые расходы энергетического сырья (уголь, нефть, природный газ), потребление энергии и энергетического сырья промышленностью, транспортом и бытовыми электроприборами и отопительными установками, распределение выработки электроэнергии между ГЭС, АЭС и классическими ТЭС (угольными, нефтяными и газовыми). Для сравнения в таблицах приводятся эти же данные по США, СССР и Японии. В комментариях к таблицам отмечается, что темпы роста потребления электроэнергии в мире за последнее десятилетие составляют в среднем 5,6% в год, что превышает темпы потребления энергии в ЕЭС и в США. За это же десятилетие (1960—1971 гг.) весьма характерным является возрастание удельного веса в выработке электроэнергии на ТЭС, работающих на жидком и газообразном топливе. Большое внимание уделяется анализу развития нефтехимической промышленности и использованию ее продукции в энергетике, промышленности, сельском хозяйстве, в быту и на транспорте. Не менее подробно рассмотрены вопросы газодобывающей промышленности и потребления газа в различных областях народного хозяйства в странах ЕЭС.

**Перспективы развития энергетики США.** — «Elec. World», 1975, 183, № 5, р. 35; «IEEE Spectrum», 1975, 12, № 5, р. 32—40. На зимней сессии 1975 г. IEEE, США рассматривалась тема «Будущее электроэнергетической технологии». Обсуждались следующие проблемы: обзор настоящего положения в энергетике, потребность в энергии в 2000 г., производство и аккумулирование электроэнергии (ЭЭ), передача и распределение ЭЭ, автоматизация и управление энергосистемами. Все вопросы рассматривались на ближнюю и дальнюю перспективы: на период 1975—1985 гг. и до 2000 г. В составлении прогнозов участвовало 12 частных и государственных организаций, институтов и лабораторий. Согласно прогнозов производство ЭЭ вырастет до 3800 ТВт·ч в 1985 г., что дает годовой прирост в 6,2%. Потребление ЭЭ между отдельными секторами экономики прогнозируется следующее: коммунальное хозяйство — 31%, коммерческие предприятия — 25%, промышленность — 44%. Из общей установленной к 1985 г. мощности 25% будет приходиться на АЭС. Прогнозы на 2000 г. менее определены из-за неясности перспектив развития экономики США в целом. Общая потребность в ЭЭ оценена в 8300—9300 ТВт·ч. Значение ЭЭ в энергобалансе США, вероятно, будет возрастать по мере того как будут расширяться производство и использование угля и других видов ископаемых на территории США видов топлива, а доля импортной нефти будет снижаться. К 2000 г. АЭС обеспечат до 60% всей ЭЭ и тепловой энергии, а импорт нефти снизится. К 2000 г. предполагается, что общая мощность всех ЭС страны достигнет 1820 ГВт. Предполагается, что в течение ближайших 25 лет и далее основными первичными двигателями будут оставаться паровая, газовая и гидравлические турбины. Ветряные двигатели не найдут особо широкого применения. Перспективными являются МГД-генераторы, существенно повышающие использование топлива и тем самым снижающие необходимое количество топлива. Однако до практического применения МГД-генераторов в энергетике должен быть выполнен большой объем научно-исследовательских работ и решен ряд проблем. Одним из источников ЭЭ в будущем могут быть фотоэлементы — «солнечные батареи». Однако их применение сдерживает относительно высокая стоимость и низкий к. п. д. — от 2 до 15%. Предполагается, что «солнечные батареи» в энергетике не будут конкурентоспособны до конца нашего века. Низкий к. п. д. также препятствует широкому применению в энергетике прямого преобразования тепловой энергии в электрическую термояонным методом. Современные аккумуляторные ба-

тарей (серно-литиевые, никель-кадмиевые и др.) могут быть в дальнейшем применимы для накопления энергии в крупных центрах потребления и использования ее в часы пик. Применение топливных элементов для покрытия пиковых нагрузок в местах наибольшей плотности нагрузки может быть перспективным, поскольку к. п. д. топливных элементов достигает 35%. Не решена проблема подготовки богатого водородом топлива из обычных видов топлива. Можно предвидеть целесообразность установки батарей топливных элементов мощностью 12—25 МВт для выработки дополнительной пиковой мощности в городских центрах с большой плотностью нагрузки. В США определено 55 возможных мест для строительства приливных электростанций. В США в 130 км от Сан-Франциско работает геотермальная электростанция Geysers мощностью 400 МВт. Подземных источников пара в этом месте недостаточно для расширения этой электростанции до 1350 МВт. Для передачи ЭЭ на средние и дальние расстояния применяется СВН до 765 кВ. Предполагается, что между 1980 и 1990 гг. возникнут линии электропередач 1500 кВ. В США разработка оборудования и линий электропередач УВН ведется по программе Проект UHV совместно с компанией Hydro-Québec (Канада). Одновременно идет развитие подземных энергетических кабелей. В настоящее время наибольшим рабочим напряжением кабелей является 345 кВ. Предполагается, что газонаполненные кабели высокого давления могут работать до 500 кВ; идут испытания кабелей на 800 кВ. Большая роль в будущем принадлежит сверхпроводящим кабелям, охлаждаемым жидким гелием при температуре 5 К.

**Современное состояние и перспективы развития энергосистем США.** «Proc. Amer. Power Conf.», Chicago, Ill., 1974, vol. 36, 1974, р. 981—986. В настоящее время свыше 1/4 годовой потребности в энергии в США покрывается за счет электроэнергии. Американское энергетическое объединение (АЕР), обслуживающее площадь более 129 тыс. км<sup>2</sup> на Среднем Западе, включает 1760 км линий электропередач 765 кВ, 4320 км — 345 кВ, 1100 км — 138 кВ, 6080 км — 69 кВ и 4640 км — 23—46 кВ. Суммарная протяженность линий (исключая распределительные сети) в конце 1973 г. составляла 28 800 км. Анализируются тенденции в изменении соотношения пропускной способности линий электропередач и годового пика нагрузки в системе за период 1932—1973 гг., ожидается, что в 1980 г. он составит 19, в 1990 г. — 36 и в 2000 г. 67 ГВт. Около 60% пропускной способности линий системы приходится на линии напряжением 345 и 765 кВ; к 1990 г. ожидается увеличение этой доли до 65 и к 2000 г. до 75%. Для определения масштабов развития линий ВН и СВН сравнивались четыре варианта: уровень напряжения не выше 345 кВ (вариант рассматривался только для определения влияния ввода более высоких уровней напряжения), уровень напряжения не выше 765 кВ, ввод линий 1500 кВ с 1982 и 1990 г. Ожидается, что в последние три десятилетия протяженность линий возрастет на 50—65% по сравнению с современным уровнем при предполагаемом росте пика нагрузки системы на 450%.

**Перспективы развития электроэнергетики США.** — «Rev. énerg.», 1975, 26, № 296, с. 498—502. В 1970 г. потребление электроэнергии в США превысило 1500 ТВт·ч, на 1980 г. прогнозировалось потребление 3000 ТВт·ч. Однако до последним данным потребление в 1980 г. достигнет лишь 2500—2750 ТВт·ч, так как среднегодовые приросты будут ниже 7%, зарегистрированных за последние 10 лет. Основными причинами снижения приростов являются повышение тарифов, мероприятия по экономии энергии, уменьшение прироста населения и замедление темпов экономического развития. Тем не менее для выработки дополнительных 600 ТВт·ч необходимо за 6 лет ввести в эксплуатацию электростанции мощностью 150 ГВт, что потребует около 100 млрд. долл. (не считая электрических сетей). Недавно принятый закон запрещает применять нефть и газ в тех случаях, когда можно использовать уголь. Этот создает затруднения при строительстве ТЭС из-за строгих норм охраны окружающей среды. По прогнозам Федеральной энергетической комиссии установленная мощность АЭС достигнет в 1980 г. 110 ГВт (19%) общей мощности ТЭС — 446 ГВт (72%), остальное — ГЭС. В более далекой перспективе необходимо учитывать постепенное исчерпание

<sup>1</sup> В данном номере дается обзор ряда материалов 10—12 выпусков за 1975 г. РЖ ВИНТИ АН СССР «Электрические станции, сети и системы», и 1—3 выпусков за 1976 г. РЖ ВИНТИ 21Е «Электрические станции и сети» и 21Ж «Энергетические системы и их автоматизация».

классических энергоносителей и осваивать новые — геотермические источники, термоядерный синтез и др.

**Отчет о деятельности Рабочего комитета № 33 СИГРЭ (перенапряжения и координация изоляции).** — «Electra» (France), 1975, № 40, p. 33—41.

Краткий обзор вопросов, обсуждавшихся на встречах шести рабочих групп Комитета № 33 в течение 1974 г. Тематика обсуждений по группам: группа 33.01 — исследования статистики параметров молнии и опыта эксплуатации линий электропередач, затухание волн на расщепленных проводах, перенапряжения на подстанциях, уточнение методики расчета углов защиты тросами; группа 33.02 — обзор всех видов внутренних перенапряжений, частота их возникновения, форма волн и их влияние на прочность изоляции; группа 33.03 — погрешности импульсных измерений, измерение нестандартных импульсов, методы исследования разряда в длинных промежутках; измерения импульсной прочности элегаза; группа 33.04 — стандартизация методов испытания загрязненной изоляции; оценка значения предразрядных токов как критерия состояния изоляции; требования к испытательным установкам; состояние работ по полупроводящей глазури и пластмассовой изоляции; группа 33.05 — перенапряжения при работе ППТ в составе системы переменного тока; группа 33.06 — применение вентильных разрядников при различных видах воздействий; статистические методы координации изоляции. Намечены следующие главные направления дискуссии на сессии 1976 г.: 1. Разрядники СВН и УВН — их применение в защите распределительных устройств; их работа при различных воздействиях и атмосферных условиях. 2. Междугазовая и продольная изоляция — параметры перенапряжений и их вероятностное распределение; электрическая прочность. 3. Отдельные проблемы координации изоляции; электрическая прочность изоляции при нестандартных импульсах, определение формы волн перенапряжений на линиях и подстанциях, координация изоляции КРУ.

**Перенапряжения в продольно-компенсированной электропередаче 750 кВ, 10 000 МВт в Бразилии.** — IEEE Trans. Power Appar. and Syst., 1975, 94, № 2, p. 622—629. Discuss., p. 630—631. Исследования перенапряжений проведены на анализаторе переходных процессов для двух вариантов электропередачи: главным образом для схемы с продольной компенсацией и менее детально для варианта с синхронными компенсаторами. Наибольшие перенапряжения кратностью 2,2 по отношению к амплитуде фазного напряжения в продольно-компенсированной передаче могут возникать при отключении двойного замыкания на землю. Если не приняты меры для ограничения этих перенапряжений, последние будут определять уровень линейной изоляции. Большая энергия, запасенная в конденсаторах, может привести к таким большим токам разряда линии, что успешное АПВ даже с выдержкой времени 1 с может оказаться невозможным. Низкочастотные колебания между емкостью последовательных конденсаторов и индуктивностью шунтирующих реакторов могут явиться причиной нагрузок на разрядники, превышающих их пропускную способность. Снижение перенапряжений до уровня, характерного для некомпенсированных сетей, может быть эффективно осуществлено специальными мероприятиями. Установка шунтирующих резисторов низкого сопротивления в выключателях обеспечивает возможность снижения перенапряжений в электроэнергетической системе приблизительно на 20%, а на выключателях на 35%. Установка резисторов в нейтралях шунтирующих реакторов способствует достаточно быстрому рассеянию заряда на линиях и конденсаторах. При этом перенапряжения снижаются до кратности 1,5, т. е. до уровня при включении, а ток разряда линий до уровня, допускающего успешное АПВ через 0,5 с. Можно ожидать, что эти мероприятия также уменьшат нагрузки на разрядники. Установка шунтирующих цепей для отвода заряда с конденсаторов также может снизить перенапряжения при АПВ и ток разряда ВЛ до уровня, соответствующего некомпенсированным схемам. Это решение, однако, имеет то преимущество, что позволяет избежать установки резисторов в нейтралях реакторов и таким образом допускают в случае необходимости включение и АПВ ВЛ с отключенными реакторами. Отдельные участки передачи могут быть подвержены перенапряжениям кратностью 2,2 при двойном замыкании на землю независимо от наличия или отсутствия продольной компенсации. Так как эти перенапряжения достаточно высоки и становятся определяющими для линейной изоляции, должно быть обращено особое внимание на разработку практических способов их ограничения.

**Развитие стримеров в воздушных искровых промежутках.** — 3rd Int. Conf. Gas Discharg., 1974». London, 1974, p. 178—181. Изучение влияния внешнего поля на параметры стримера проведено при пробоях воздушного искрового промежутка стержень — плоскость при разрядном расстоянии 10—15 см, радиусе закругления острия  $r=0,5$ ; 3; 5 мм при приложении волны напряжения с длиной фронта 75 нс. Записи производились двумя фотоумножителями, которые получали световые импульсы через кварцевые трубки диаметром 1 мм, вводимые в область искрового промежутка на разных расстояниях от анода. Зарегистрированная длительность существования стримера составляла 100—250 нс для  $r=3$  мм и порядка 500 нс при  $r=5$  мм. Более высокие напряжения не всегда вызывают большую длительность стримера, в особенности при  $r \leq 3$  мм. Скорость стримера измерялась на участке между двумя световыми трубками. Средняя скорость возрастает с увеличением прилаемого напряжения и снижается, когда стример попадает в область низкого поля. При некоторых геометрических соотношениях скорость стримера может возрастать, когда он приближается к катодной плоскости. Первоначальная мощность стримера, зависящая от градиента приложенного напряжения, определяет скорость стримера и интенсивность ионизации при его продвижении. В дальнейшем процесс продвижения ионизации определяется положительным пространственным зарядом и практически не зависит от внешнего поля.

**Пробой длинных промежутков коммутационными импульсами.** Время, распределение и вероятность. — «IEEE Trans. Power Appar. and Syst.», 1975, 94, № 3, p. 894—898. Предлагается метод вероятностного анализа механизма электрического пробоя применительно к промежутку стержень — плоскость при воздействии коммутационного импульса положительной полярности двойной экспоненциальной формы. Рассматриваются 3 стадии пробоя: начальная корона, развитие лидера и главный разряд, причем для каждой из них определяется минимально необходимое время и вероятное время запаздывания. Критерием возможности развития разряда является расчетная кривая «предел — напряжение — время», построенная в координатах время — напряжение. Если кривая напряжения импульса не пересекает указанную кривую, то пробой не возможен, если пересекает, возможен, но не обязателен, поскольку случайные времена запаздывания разных стадий пробоя могут сложиться и помешать процессу закончиться разрядом. Для расчета вероятной составляющей времени пробоя используется понятие «внутренняя плотность вероятности»  $q(t)$ , определяемая из выражения  $q(t)dt = \frac{ndt}{N_t}$ ,

где  $n_t$ ,  $dt$  — число пробоев, отмеченных в интервале времени от  $t$  до  $t+dt$  и  $N_t$  — число приложений напряжения, не приведших к пробоям до момента  $t$ . В терминах надежности  $q(t)$  есть интенсивность пробоев в момент  $t$ . По величине  $q(t)$  можно рассчитать функцию распределения времени пробоя и вероятность пробоя. Приводится сопоставление результатов расчета с экспериментальными данными для промежутка стержень — плоскость длиной 10 м. Сравнение кривых распределения времени пробоя для 50-процентного разрядного напряжения показывает хорошую сходимость расчетных и экспериментальных данных для двойного экспоненциального импульса 2300/12000 мкс, удовлетворительную для 7/120 мкс и неудовлетворительную для 500/10 000 мкс. Расчетные и экспериментальные значения 50-процентных разрядных напряжений и стандартного отклонения  $\sigma$  для импульсов разной длины хорошо совпадают.

**Система расчета потокораспределения активной мощности в энергосистеме.** — «PICA Conf. Proc. 9th Power Ind. Comput. Appl. Conf.», New Orleans, 1975». New York, 1975, p. 96—104. Описывается система расчета потокораспределения активной мощности, применяемая при планировании развития электрических систем и диспетчерских расчетах в энергосистеме Detroit Edison Co. (США). Результаты расчета потокораспределения мощности, выполняемого с помощью ЦВМ, воспроизводятся на однолинейной схеме энергосистемы, в которой в качестве границы раздела в системе «человек — ЦВМ» используется семицветная электронно-лучевая трубка со световым пером, присоединенным непосредственно к общей системе ЦВМ. Различные цвета используются для индикации класса напряжения, сильно нагруженных и разомкнутых линий, узловых напряжений, превышающих допустимые пределы, и т. п. С помощью светового пера и буквенно-цифровой клавиатуры персонал может вводить необходимые данные из картотеки

данных, производить их необходимые изменения и дополнения, вычерчивать однолинейные схемы, воспроизводить результаты расчета потокораспределения. Система позволяет быстро и с минимальной затратой усилий, машинного времени и средств производить изменения данных и другие операции, исключая затраты времени, связанные с групповой обработкой кодированных данных, воспроизводить в виде таблиц общие или частичные результаты. Система автоматически выполняет необходимые действия, связанные с исследованием потокораспределения, в частности, обслуживание картотеки данных, печатание результатов, регистрацию изменяемых данных, заявок на расчеты и др. и в то же время устраняет трудоемкие работы по подготовке форм, перфорированию и проверке карт, связанные с групповой обработкой данных, вместе с тем обеспечивая непосредственное воспроизведение результатов в более удобной форме, при которой значительно уменьшается потребность в печатании выходных данных. Система расчетов пригодна для исследования потокораспределения как в простых, так и в сложных сетях, содержащих несколько тысяч узлов, и осуществляет операции на ЦВМ в реальном времени. Потребность в памяти для системы, содержащей 1000 узлов, составляет 250 кбайт. Система расчета — автономная система, допускающая современную работу нескольких оконечных видеоустройств, установленных в одном пункте или в нескольких удаленных друг от друга пунктах и присоединенных через каналы связи. Для подготовки основных данных, требующихся для описания схемы энергосистемы, используются два метода, из которых один обеспечивает возможность непосредственного воспроизведения на видеоэкране световым пером корректировки существующих схем или создания новых. Второй метод использует для воспроизведения схем на экране программ-компилятор и позволяет подготовить все данные схемы по предписанной форме для перфорации входных данных. Система расчетов допускает расширение сети и присоединение новых световых экранов, позволяет воспроизводить на экране все полученные результаты и выдавать на печать по требованию необходимые данные.

**Расчет оперативного резерва и генераторной мощности в энергообъединении вероятностными методами.** — «IEEE Trans. Power Appr. and Syst.», 1975, 94, № 2, p. 396—403. Discuss. p. 404—407. Энергообъединение Пенсильвания — Нью-Джерси — Мэриленд (США) представляет собой полностью скоординированный энергопул, снабжающий энергией потребителей на территории штатов Пенсильвания, Нью-Джерси, Мэриленд, Делавэр, Виргиния и округа Колумбия. Пул эксплуатируется как единая система со свободными связями между входящими в него 11 энергосистемами. Цель координации — экономичность работы генераторов при установленных критериях надежности. В состав пула входят ТЭС общей мощностью 26 169 МВт, АЭС 660 МВт, ГЭС и ГАЭС 2229 МВт, электростанции на двигателях внутреннего сгорания и дизелях 8220 МВт. Для покрытия ожидаемой нагрузки планируется требуемая мощность генераторов пула для четырех оперативных периодов суток. Дополнительная мощность генераторов предусматривается для обеспечения оперативного резерва. Переменными при расчете такого резерва являются: статистика отключений, состав планируемых генераторов, продолжительность оперативного периода, предсказываемые нагрузки и отклонения нагрузки от предсказываемой. Оперативный резерв делится на две категории — резерв, способный принять нагрузку в течение 10 мин, и резерв, набирающий нагрузку в течение 30 мин. К первой категории относится вращающийся и быстро запускаемый резерв. Вращающийся резерв представляет собой синхронизированные генераторы с включенными регуляторами турбин. К быстро запускаемому резерву относятся генераторы, приводимые в движение дизелями и двигателями внутреннего сгорания, гидро- и обратимые агрегаты, пригодные к запуску и набору нагрузки за 10 мин. В настоящее время генераторы с двигателями внутреннего сгорания составляют 22% установленной мощности. Вероятность отказа в пуске двигателя внутреннего сгорания составляет значительную долю вероятности недостаточности резерва. Для ЦВМ, работающей в натуральном масштабе времени, разработана программа расчета суточного оперативного резерва в системе с использованием вероятностных методов. Расчет оперативного резерва охватывает несколько программ. Первые пять блоков производят сбор и проверку необходимых блоков пула. Одна из программ рассчитывает статистику отключений для каждого агрегата. Другая программа подбирает статистику отключений для блоков с одинаковыми характеристиками. Третья программа решает дифференциальные уравнения для определения вероятности

состояния перехода в функции времени. Последняя программа определяет вероятность возникновения дефицита мощности генераторов для различных типов машин. Программа рассчитывает также резерв первой категории. Одно из требований, предъявляемых к методу расчета оперативного резерва, заключается в том, чтобы представлять условия пуска запланированного резервного оборудования и подверженность вращающегося резерва вынужденным отключениям. Описываются модели, которые точно представляют вероятность перехода различных типов вращающегося резерва к вынужденным отключениям или к частичным вынужденным отключениям, методы обработки данных и анализа статистических данных отключений генераторов.

**Применение метода Монте-Карло для оценки надежности энергосистем при планировании производства и передачи энергии.** — «Proc. 1975 Annu. Reliability and Maintainability Symp., Washington, D. C., 1975», S. 1, 1975, p. 449—459. Описаны основные критерии, положенные в основу разработки машинных программ с использованием метода Монте-Карло для оценки надежности энергосистем. Метод применяется в двух подходах: почасовая характеристика состояния системы рассматривается как случайная величина («случайный подход»); каждый час в году рассматривается в хронологическом порядке («последовательный подход»). «Случайный подход» применяется при планировании потокораспределения в энергосистемах и позволяет вычислить показатели надежности системы, характеризующие количество и качество энергоснабжения. «Последовательный подход» используется при планировании режимов работы смещенных гидротепловых систем и дает возможность количественно оценить риск недоотпуска электроэнергии потребителям из-за недостатка воды. Применение метода Монте-Карло для количественной оценки надежности энергосистем обладает рядом преимуществ по сравнению с аналитическим подходом, который возможен лишь в случае очень простых систем. Метод позволяет моделировать сложные энергосистемы; дает возможность легко изменять число и значения входных и выходных характеристик системы; позволяет инженеру-планировщику наблюдать как конечные результаты моделирования, так и детальное описание событий, при которых эти результаты получены. Применение метода связано с большими затратами машинного времени. Однако перечисленные преимущества столь значительны, что метод находит все более широкое применение, а программы будут все более совершенствоваться с точки зрения повышения точности статистических моделей и уменьшения затрат машинного времени.

**Идентификация динамических эквивалентов энергосистем на основе принципа максимального правдоподобия.** — «Proc. 1974 IEEE Conf. Decis. and Contr. 13th Symp. Adaptive Processes, Phoenix, Ariz., 1974», New York, 1974, p. 579—586. Численное интегрирование дифференциальных уравнений энергосистем, применяемое при анализе динамической устойчивости, требует значительного времени и большого объема информации для получения достаточно точных результатов. При использовании метода стохастической идентификации для определения параметров модели по результатам измерений в исследуемой системе удается обеспечить наибольшее правдоподобие (вероятность) моделирования. Идентификация наибольшего правдоподобия применяется благодаря высокой чувствительности к малым сигналам. Идентификация осуществляется за счет сравнения реакций модели системы с реакциями реальной системы с последующей настройкой модели и сведением к минимуму различий между этими реакциями. Приводятся блок-схема модели, уравнения состояния системы для дискретного и непрерывного времени в матричной форме, уравнения функции распределения вероятностей и фильтра Калмана. Расчет установившихся значений производится итеративным методом. Показаны необходимые преобразования матриц входных и выходных параметров, ковариационной матрицы, матриц состояния. Модель подразделяется на исследуемую и внешнюю систему. Параметры исследуемой системы считаются известными с достаточной точностью. Параметры эквивалента внешней системы должны быть идентифицированы. Эти параметры могут использоваться непосредственно в программах расчетов электродинамической устойчивости. Считается, что частота качания роторов в динамике составляет 0,2—2 Гц. Исходя из этого, выбирается интервал времени измерений 0,2 с. Производятся измерения потоков активной и реактивной мощности, скоростей генераторов, напряжений. Методика не требует измерения фазных углов или частоты сети. Рассматриваются линеаризованные уравнения состояния и алгоритм решения.

При оптимизации используется метод Ньютона. Показаны возможности расчета матриц вторых производных. Предложенная методика может использоваться при исследованиях динамики энергосистем.

**Моделирование низкочастотных незатухающих колебаний в больших энергосистемах.** — «IEEE Trans. Power Appar. and Syst.», 1975, 94, № 2, p. 207—213. Одной из важных проблем эксплуатации энергосистем являются самопроизвольные низкочастотные колебания мощности. В США такого рода колебания достигали  $\pm 90$  МВт при 120 МВт в нормальном режиме с периодами 4—8 с за цикл. Принимаемые меры устранения нарушений режима: снижение перетоков мощности по межсистемным линиям, использование стабилизирующих устройств, повышение напряжения энергосистем. Приводится методика обнаружения нарушений режимов системы и устранения их. Даются рекомендации по выбору оборудования динамической модели. Рекомендуется моделирование таких колебаний с помощью сброса — наброса нагрузки величиной около 50 МВт или задания первоначального отклонения скорости генераторов, играющих существенную роль в качаниях системы. Программа расчета незатухающих свободных колебаний использует линеаризованное классическое представление системы. Диапазон частот свободных колебаний принимается 0,1—2 Гц. Рассматриваемая методика использует выходные величины программы расчета устойчивости в качестве входных данных для получения информации о надежности

большой энергосистемы. Методика расчета опробована на динамической модели. Нарушения режима работы имитировались с помощью внезапного сброса нагрузки в электроэнергетической системе провинции Манитоба (Канада) на 60 МВт и наброса в энергосистеме штата Миннесота (США). В системе возникали незатухающие колебания частотой 0,14 Гц. Приведены сравнительные характеристики в системе и на модели. Обеспечивается высокая достоверность моделирования низкочастотных незатухающих колебаний. В 1973 г. в энергосистемах США введен ряд усовершенствований, что привело к увеличению устойчивости систем. Осуществлялась проверка устойчивости при различных начальных условиях: отключение линий связи, дополнительное использование статических конденсаторов вместо синхронных компенсаторов, отключение стабилизирующих устройств. Приведены осциллограммы переходных процессов. Получена качественная картина эффективности применения усовершенствований в энергосистемах. С помощью программы анализа надежности системы в динамических режимах по результатам исследований устойчивости определяется максимальная пропускная способность синхронизирующей мощности в переходных процессах в межсистемных связях. Изменение этого параметра характеризует изменение предела динамической устойчивости. С помощью максимальной допустимой синхронизирующей мощности возможна качественная и количественная оценка сравнительной эффективности внедрения стабилизирующих устройств.

Канд. техн. наук ПАВЛОВ Л. И., инж. ФОНАРЕВА М. В.



## НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Издательство «Энергия» предлагает Вашему вниманию новые книги для инженеров и научных работников, занимающихся разработкой аппаратуры вычислительной техники и специалистов в области проектирования систем автоматики.

**ДОБРОНРАВОВ О. Е. и ОВЧИННИКОВ В. В.** Проектирование схем и узлов ЭВМ на пороговых элементах. 208 с. с ил.

В книге рассматриваются вопросы построения элементов и узлов ЭВМ на микроэлектронных элементах пороговой логики (ЭПЛ). Излагаются современные методы проектирования схем на ЭПЛ, основанные на использовании электронных вычислительных машин. Показана перспективность использования при машинном проектировании гибридных вычислительных систем с разделением времени. Исследуются основные задачи логического проектирования типовых узлов и устройств ЭВМ на ЭПЛ с учетом помехоустойчивости и максимального быстродействия. Приводятся конкретные результаты исследования схем, узлов и устройств на ЭПЛ.

**ТИЩЕНКО Н. М.** Введение в проектирование сложных систем автоматики. 1976. 304 с. с ил.

В книге излагаются вопросы теории и практики проектирования сложных систем автоматики.

Первая часть посвящена принципам проектирования сложных систем, в том числе процессу проектирования и его моделированию, элементам теории принятия решений, методам оптимизации количественных и качественных характеристик и изобретательству.

Во второй части излагаются методы конструирования и обеспечения надежной работы систем, машинного проектирования и оптимизации взаимодействия оператора и машины.



## ОСИП БОРИСОВИЧ БРОН

(К 80-летию со дня рождения и 60-летию трудовой, научной и педагогической деятельности)

Исполнилось 80 лет заслуженному деятелю науки и техники РСФСР, доктору технических наук, профессору Осипу Борисовичу Брону, видному ученому, талантливому инженеру-конструктору, опытному педагогу и общественному деятелю.

О. Б. Брон родился 9 февраля 1896 г. в г. Клинцы. В 1920 г. он окончил физико-математический факультет Харьковского университета и стал преподавателем Харьковского технологического института. Увлеченный ленинским планом ГОЭЛРО, он поступил на электротехнический факультет Харьковского технологического института и, окончив его в 1924 г., продолжал работать в этом же институте до 1941 г.

За плодотворную научную и педагогическую деятельность в 1930 г. О. Б. Брону было присвоено звание профессора, а в 1940 г. после защиты диссертации «Движение электрической дуги в магнитном поле» — ученая степень доктора технических наук.

Педагогическую работу в ХТИ и ХЭТИ О. Б. Брон сочетал с активной научно-исследовательской и производственной деятельностью. В дни строительства первенца плана ГОЭЛРО он был уполномоченным Волховстроя по Харькову, с 1924 по 1941 г. возглавлял изоляционную и электроаппаратную лабораторию на ХЭМЗ.

Во время войны О. Б. Брон находился в рядах Военно-Морского Флота. В 1946 г., еще находясь на военной службе, О. Б. Брон установил с заводом «Электросила» связь, которая не прерывается вот уже 30 лет. Осуществляя научное руководство в области аппаратостроения, он помог заводу в создании крупнейшей по тому времени аппаратной лаборатории, в подготовке научных и инженерных кадров, в создании многих оригинальных конструкций.

После демобилизации в 1950 г. О. Б. Брон вернулся к преподаватель-



ской деятельности в Ленинградском институте авиационного приборостроения, а также в Северо-Западном заочном политехническом институте, в котором до 1971 г. заведывал кафедрой ТОЭ, а ныне является профессором этой кафедры.

Крупный ученый в области электротехники, Осип Борисович внес особенно большой вклад в низковольтное аппаратостроение, одним из основоположников которого в нашей стране он является. Занимаясь многие годы изучением электрической дуги, О. Б. Брон обобщил свои исследования в монографии «Электрическая дуга в аппаратах управления». Итоги работы последних лет изложены им в книге «Потоки плазмы в электрической дуге выключающих аппаратов». О. Б. Броном предложена компактная пламегасительная решетка, широко применяемая теперь в контакторах и автоматических выключателях.

Работы в области электрической дуги привели к созданию нового способа гашения магнитного поля электрических машин, воплощенного в автоматах серии АГП, выпускаемых заводом «Элек-

тросила». По скорости гашения поля эти автоматы превосходят все ранее известные.

О. Б. Брон является пионером в использовании жидкостного охлаждения электрических аппаратов. Этот способ позволил создать аппараты с номинальными токами до 100 кА и выше; результаты проведенных исследований обобщены им в книге «Электрические аппараты с водяным охлаждением».

О. Б. Брон является автором свыше 230 научных работ и 55 изобретений, которые, по существу, составляют современную теорию низковольтного аппаратостроения.

Диапазон научных интересов О. Б. Брона не ограничивается областью аппаратостроения. Им проведен ряд оригинальных исследований условий возникновения и распространения кругового огня по коллектору электрических машин, получивших широкое признание как внутри страны, так и за ее пределами. Его книга «Электромагнитное поле как вид материй» (1962 г.) посвящена развитию и распространению материалистических взглядов на электромагнитное поле.

Член КПСС с 1946 г., Осип Борисович принимает активное участие в общественной жизни. Он избирался в состав партбюро СЗПИ, участвует в работе НТОЭ и ЭП со времени его организации, является членом редколлегии и активным рецензентом журнала «Электромеханика», входит в состав ряда научно-технических советов общесоюзного значения.

Правительство высоко оценило деятельность О. Б. Брона, наградив его орденами Ленина, Отечественной войны I и II степени и медалями за боевые и трудовые заслуги. В 1967 г. ему присвоено почетное звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Свой юбилей Осип Борисович встречает полным творческих сил.

*Группа товарищей*



## ЛЕВ ИЗРАИЛЕВИЧ СТОЛОВ

(К 70-летию со дня рождения)

20 декабря исполнилось 70 лет со дня рождения и 45 лет научно-педагогической деятельности заведующего кафедрой электрических машин Казанского ордена Трудового Красного Знамени авиационного института, заслуженного деятеля науки и техники Татарской АССР, доктора технических наук, профессора Льва Израилевича Столова.

Трудовую деятельность Л. И. Столов начал на Харьковском электромеханическом заводе в 1928 г. после окончания Донского политехнического института. С 1931 по 1944 г. Л. И. Столов работал в Казанском управлении Центроремонтмонтаж, где возглавлял проектный отдел. Под руководством и при непосредственном участии Л. И. Столова были разработаны проекты электроснабжения подстанций, сетей и электросилового оборудования ряда крупнейших строек страны.

В период войны, когда для эвакуированной на восток промышленности потребовалось расширить энергетическую базу, Л. И. Столов руководил проектными работами по созданию и реконструкции ряда важнейших объектов на территории Татарской АССР.

В 1944 г. Л. И. Столов переходит в Казанский авиационный институт, где



организует и по настоящее время возглавляет кафедру электрических машин.

В 1947 г. Л. И. Столов защитил кандидатскую, а в 1964 г. докторскую диссертации; в 1966 г. ему присвоено ученое звание профессора.

После защиты докторской диссертации Л. И. Столов продолжает успешно работать в области исследования и разработки специальных электрических ма-

шин и микроэлектроприводов. Он автор более 70 научных работ, под его руководством защитили кандидатские диссертации 16 аспирантов и соискателей, ряд его учеников успешно работает над докторскими диссертациями. Под руководством и при непосредственном участии Л. И. Столова выполнены оригинальные научные исследования, имеющие большое теоретическое и практическое значение.

Наряду с учебно-методической и научно-исследовательской деятельностью Л. И. Столов ведет большую общественную работу: является членом двух Научно-методических советов Минвуза СССР, председателем первичной организации НТО Приборостроения, редактором одной из серий Трудов Казанского авиационного института.

За заслуги в научно-педагогической деятельности Л. И. Столов награжден медалями, ему присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники Татарской АССР.

Желаем Льву Израилевичу крепкого здоровья и дальнейших творческих успехов в развитии отечественной науки и в подготовке инженерных кадров.

*Группа товарищей*



## НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Бычков О. Д. **Контроль внутренних поверхностей.** 1975. 120 с. с ил. (Б-ка по автоматике. Вып. 550).

Рассматриваются вопросы визуального контроля внутренних поверхностей в технике и медицине с помощью смотровых приборов (эндоскопов) на базе волоконной и линзовой оптики. Приводятся эксплуатационные характеристики опытных и серийных образцов эндоскопов и описываются методы их применения при дефектоскопии.

Караев Р. А., Лёвин А. А. **Сбор и передача в АСУ трубопроводами.** 1975. 104 с. с ил. (Б-ка по автоматике. Вып. 546).

Рассмотрены транзисторные структуры и алгоритмы работы технических средств в информационных трактах автоматизированных систем управления объектами трубопроводного транспорта. Описываются инженерные методы решения задач, связанных с оптимальной организацией сбора, первичной переработкой и передачей информации, в ходе проектирования АСУ производственными комплексами с цепочечной структурой расположения промышленных объектов.

Кривонос И. И. **Электромеханические измерительные преобразователи давлений высокотемпературных сред.** 1975. 96 с. с ил. (Б-ка по автоматике. Вып. 549).

Рассмотрены методы анализа и расчета электромеханических преобразователей давлений, работающих при повышенных температурах измеряемой среды. Даны теоретические и практические рекомендации по выбору параметров элементов преобразователей. Разработанные методы исследований, теоретические и опытные данные использованы при проектировании приведенных конструкций датчиков давлений высокотемпературных сред.

Сверкунов Ю. Д. **Идентификация и контроль качества нелинейных элементов радиоэлектронных систем (спектральный метод).** 1975. 96 с. с ил. (Б-ка по автоматике. Вып. 551).

Рассмотрены методы идентификации безынерционных и некоторых типов инерционных нелинейных элементов радиоэлектронных устройств и систем путем подачи на вход детерминированного тестового сигнала и измерения спектра выходного сигнала. Полученные результаты используются для оценки качества нелинейных характеристик электронных элементов и приборов. Для нелинейных элементов с полигармоническим характером входных сигналов рассмотрены вопросы анализа спектра выходного сигнала. Получен ряд соотношений между амплитудами комбинационных частот на выходе безынерционного элемента.

## СОДЕРЖАНИЕ

Будзко И. А., Якобс А. И. — Электрификация сельского хозяйства в девятой пятилетке и перспективы ее дальнейшего развития . . . . .	1	Нецеевский А. Б. — Расчет магнитных потоков в явнополюсном генераторе при асимметричном воздушном зазоре . . . . .	63
Соколов Н. И., Каспаров Э. А., Фокин В. К. — Подавление емкостного самовозбуждения синхронных машин регулированием возбуждения по поперечной оси ротора . . . . .	9	Алексеев А. Н., Чепланов В. И. — Работа однофазного генератора переменного тока на периодически разряжающуюся емкость . . . . .	67
Радин В. И., Загорский А. Е., Сафаров Ю. Е. — Особенности выбора и проектирования генераторов, предназначенных для работы на статические преобразователи частоты . . . . .	16	Попов В. И. — Характеристики асинхронных одномашиных преобразователей частоты . . . . .	69
Важнов А. И., Гордон И. А., Гофман Г. Б. — Расчет трехмерного электромагнитного поля в мощных турбогенераторах . . . . .	24	Зельдин Ю. М., Шитиков Н. Г. — Электрические испытания ЛУДП как материалов для полов . . . . .	72
Пинцов А. М. — Уравнения и схемы замещения трансформаторов с учетом тока намагничивания . . . . .	29		
Колпахчян Г. И., Тулупов В. Д. — Возможности повышения тяговых свойств электроподвижного состава с вентильными двигателями . . . . .	34	<b>СООБЩЕНИЯ</b>	
Нейман Л. Р., Кузнецов И. Ф., Бучельников А. Б. — Определение потерь в стальных цилиндрических экранах кольцевого сечения с учетом намагниченности и вихревых токов . . . . .	40	Логинов С. Н., Любомирова Г. Б. — О самозапуске мощных турбодвигателей с бесщеточными системами возбуждения . . . . .	73
Баранов М. И., Белый И. В. — Расчет неоднородности магнитного поля многовиткового однослойного соленоида с соосным проводящим цилиндром . . . . .	45	Орлов И. Н., Архипов О. Г., Маслов С. И. — Принципы построения и практическая реализация на ЦВМ стохастической математической модели электрической машины . . . . .	76
Штейн М. М., Щербинин С. И. — Расчет феррорезонансного стабилизатора напряжения с учетом высших гармоник . . . . .	48	Буторин Н. Н. — Способ построения механической характеристики асинхронного двигателя . . . . .	79
		Игумнов Б. И., Евилин В. П. — Нагрузочное устройство для исследования характеристик термоэмиссионных преобразователей . . . . .	80
<b>ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ</b>		Тихомиров В. А., Магазинник Г. Г. — Максимальный коэффициент мощности вентильных преобразователей . . . . .	81
Журавлев В. Г., Бурлаку М. И. — Влияние вращающегося резерва, регулирования частоты и ограничений по ресурсу на расход топлива энергосистемы . . . . .	53	Камач Ю. Э., Козловский Е. Н., Новгородцев А. Б., Овчинников В. М. — Исследование электрического поля электрооптических модуляторов тетрагональных кристаллов типа KDP . . . . .	85
Файбисович В. А. — Определение предела передаваемой мощности электропередачи в условиях эксплуатации электрической системы . . . . .	57		
Глазков В. П. — Учет влияния обмотки возбуждения и проводящих клиньев при расчете параметров ферромагнитного зубчатого ротора . . . . .	62	<b>ДИСКУССИИ</b>	87
		<b>ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ</b>	88
		<b>ХРОНИКА</b>	92



## CONTENTS

Rural Electrification During the Ninth Five-Year Period and Prospects for Its Future Development.— I. A. Budzko, A. I. Jacobs . . . . .	1	Accounting for the Field Winding and Conducting Wedges in Calculating the Parameters of a Ferromagnetic Slotted Rotor— V. P. Glazkov . . . . .	62
Suppression of Capacitive Self-Excitation in Synchronous Machines by Quadrature-Axis Field Regulation— N. I. Sokolov, E. A. Kasparov, V. K. Fokin . . . . .	9	Calculating Magnetic Fluxes in a Salient Pole Generator for an Asymmetric Air Gap— A. B. Netseyevski . . . . .	63
Special Features in the Selection and Design of Generators for Static Frequency Converters— V. I. Radin, A. E. Zagorski, U. E. Safarov . . . . .	16	The Performance of a Single-Pole A. C. Generator Connected to a Periodically Discharging Capacitor— A. N. Alexseyev, V. I. Cheplanov . . . . .	67
Calculation of a Three-Dimensional Electromagnetic Field in Large Turbogenerators— A. I. Vadjnov, I. A. Gordon, G. B. Hofman . . . . .	24	The Characteristics of Asynchronous Single-Machine Frequency Converters— V. I. Popov . . . . .	69
The Equations and Equivalent Circuit for Transformers with Account Taken of the Magnetizing Current— A. M. Pintsov . . . . .	29	Electrical Tests on Type LUDP Materials for Flooring— U. M. Zeldin, N. G. Shitikov . . . . .	72
Possibilities of Increasing the Traction in Electrified Railways With Rectifier-Fed Motors— G. I. Kolpakhtchan, V. D. Tulupov . . . . .	34		
Determining the Losses in Cylindrical Steel Sheaths with Account Taken of Magnetization and Eddy Currents— [L. R. Neyman], I. F. Kuznetsov, A. B. Buchelnikov . . . . .	40	<b>REPORTS</b>	
Calculating the Non-Uniformity in the Magnetic Field of a Multi-Turn Single-Layer Solenoid With a Concentric Conducting Cylinder— M. I. Baranov, I. V. Biely . . . . .	45	On Self-Starting of Large Turbo-Motors With Brushless Excitation Systems— S. I. Loginov, G. B. Liubomirova . . . . .	73
Calculations for a Ferresonant Voltage Stabilizer With Account Taken of Higher Harmonics— M. M. Stein, S. I. Scherbinin . . . . .	48	Principles for the Creation and Digital Computer Implementation of a Stochastic Mathematical Model for an Electrical Machine— I. N. Orlov, O. G. Arkhipov, S. I. Maslov . . . . .	76
		A Method for Constructing the Mechanical Characteristics of an Induction Motor— N. N. Butorin . . . . .	79
<b>FROM OPERATING EXPERIENCE</b>		A Load Device for Studying the Characteristics of Thermal Emission Converters— B. N. Igumnov, V. P. Evilin . . . . .	80
How Spinning Reserve, Frequency Control and Resource Limitations Influence Fuel Expenditure in a Power System— V. G. Djuravlev, M. I. Burlaku . . . . .	53	The Maximum Power Factor for Electronic Converters— V. A. Teekhomirov, G. G. Magazinnik . . . . .	81
Determining the Power Transfer Limit of a Transmission Line for Operating Conditions in a Power System— V. A. Faibisovitch . . . . .	57	A Study of the Electric Field of Electro-Optical Modulators for Type KDR Tetragonal Crystals— U. E. Kamach, E. N. Kozlovski, A. B. Novgorodtsev, V. M. Ovchinnikov . . . . .	85
		<b>DISCUSSION</b>	87
		<b>IN OTHER ENGINEERING JOURNALS</b>	88
		<b>CHRONICLE</b>	92

# Рефераты публикуемых статей

УДК 63:621.311(47+57)

Электрификация сельского хозяйства в девятой пятилетке и перспективы ее дальнейшего развития. Будзко И. А., Якобс А. И. — «Электричество», 1976, № 4.

Излагаются особенности и итоги развития электрификации сельского хозяйства СССР в 1971–1975 гг. Подробно анализируется ход электрификации сельскохозяйственного производства (животноводства, растениеводства и кормоприготовления) и быта сельского населения, развитие системы электроснабжения, уровень эксплуатации сельских электроустановок. Рассматриваются перспективы развития электрификации сельского хозяйства в десятой пятилетке и основные научные задачи в этой области. Библ. 25.

УДК 621.313.322.013.62

Подавление емкостного самовозбуждения синхронных машин регулированием возбуждения по поперечной оси ротора. Соколов Н. И., Каспаров Э. А., Фокин В. К. — «Электричество», 1976, № 4.

Рассматривается возможность предотвращения самовозбуждения синхронных машин с помощью автоматического регулирования возбуждения по поперечной и продольной осям ротора.

Регулирование тока в обмотке возбуждения по поперечной оси ротора, осуществляемое в общем случае совместно с регулированием в обмотке по продольной оси, полностью устраняет как медленные (синхронного), так и быстрые виды (асинхронного и репульсионно-синхронного) самовозбуждения синхронных машин. Библ. 8.

УДК /621.313.025+621.314.632/.001.2

Особенности выбора и проектирования генераторов, предназначенных для работы на статические преобразователи частоты. Радин В. И., Загорский А. Е., Сафаров Ю. Е. — «Электричество», 1976, № 4.

Установлены зависимости между мощностью, напряжением, током и cos  $\phi$  нагрузки и мощностью, напряжением, током и параметрами генератора, между массой машины и ее параметрами.

Определены оптимальные значения коммутационного индуктивного сопротивления, исходя из условия получения минимальной массы машины; указаны последовательность расчета специального генератора, предназначенного для работы на статические преобразователи частоты, особенности подхода к его расчету и конструированию. Библ. 4.

УДК 621.313.322-81.013.1.001.24

Расчет трехмерного электромагнитного поля в мощных турбогенераторах. Важнов А. И., Гордон И. А., Гофман Г. Б. — «Электричество», 1976, № 4.

Рассматривается метод расчета трехмерного электромагнитного поля применительно к торцевой зоне турбогенератора. Описывается приближенное задание граничных условий в районе зубцов статора и ротора и воздушного зазора, учитывающее анизотропию и насыщение магнитной цепи. Освещены также некоторые вопросы реализации метода на ЦВМ. Библ. 7.

УДК 621.314.2.011.028

Уравнения и схемы замещения трансформаторов с учетом тока намагничивания. Пинцов А. М. — «Электричество», 1976, № 4.

При приведении индуктивно связанных цепей к одному числу витков в уравнениях цепей можно исключить взаимные индуктивности, используя индуктивности рассеяния. В уравнениях, учитывающие ток намагничивания, входят параметры, определяемые из режимов х. х. всех обмоток и режимов противонамагничивания всех пар обмоток. Схемы замещения трансформаторов с концентрическими обмотками равной высоты содержат одну нелинейную ветвь, а в случаях сложного соединения частей обмоток число нелинейных ветвей возрастает. Использование распространенных фиктивных понятий потоков и индуктивностей рассеяния отдельных обмоток часто приводит к недоразумениям и ошибкам. Библ. 26.

УДК 621.335.2:621.313.17

Возможности повышения тяговых свойств электроподвижного состава с вентильными двигателями. Колпахчян Г. И., Тулузов В. Д. — «Электричество», 1976, № 4.

Приведены результаты исследования возможности предельного использования мощности и среднего веса электровозов с вентильными двигателями (ВД) при регулировании режимов работы вентильного тягового привода в зоне скоростей выше номинальной за счет ослабления магнитного потока электрических машин.

Показаны эффективность и целесообразность применения ослабления поля ВД на электроподвижном составе. Выполнен сравнительный анализ статических характеристик для основных способов регулирования поля ВД и предложен рациональный способ управления электровозом. Библ. 9.

УДК 621.315.36.017.001.24

Определение потерь в стальных цилиндрических экранах кольцевого сечения с учетом намагничивания и вихревых токов. Нейман Л. Р., Кузнецов И. Ф., Бучельников А. Б. — «Электричество», 1976, № 4.

Приводится разработка теоретического метода определения мощности потерь в стальных протяженных экранах в широком диапазоне изменения магнитных свойств материала. Расчет потерь базируется на теоретическом определении магнитного потока в теле экрана при допущении бесконечно большой магнитной проницаемости. Реальные электрические и магнитные свойства экранов учитываются в конечных расчетных формулах для мощности потерь.

Сравнение расчетной методики с результатами опытных исследований на примере пофазно экранированных токопроводов, а также систем проводов, заключенных в общем экране, показали возможность использования предложенных методов в инженерной практике определения параметров. Библ. 5.

УДК 621.3.013.4:538.244.2

Расчет неоднородности магнитного поля многовиткового однослойного соленоида с соосным проводящим цилиндром. Баранов М. И., Белый И. В. — «Электричество», 1976, № 4.

Выполнен приближенный расчет неоднородности плоскопараллельного магнитного поля между массивным многовитковым однослойным соленоидом прямоугольной формы поперечного сечения витков и соосно расположенным внутри соленоида массивным проводящим цилиндром. Проведен анализ распределения магнитной индукции вдоль поверхностей витков соленоида и аксиального распределения давления магнитного поля на цилиндр. Исследовано влияние отношения  $h/\delta$  на однородность магнитного поля на поверхности цилиндра. Библ. 10.

УДК 621.316.722.1.001.24

Расчет феррорезонансного стабилизатора с учетом высших гармоник. Штейн М. М., Щербинин С. И. — «Электричество», 1976, № 4.

Показана возможность выделения малого параметра перед нелинейным членом дифференциального уравнения феррорезонансного стабилизатора. Получено простое аналитическое решение этого уравнения методом возмущений, на основе которого исследовано влияние высших гармоник на стабильность выходного напряжения. Даны рекомендации по расчету параметров элементов, близкого к оптимальному по основным технико-экономическим показателям — массе, стоимости, объему стабилизатора с требуемым коэффициентом нелинейных искажений. Библ. 12.

УДК 621.311-5.003.1

Влияние вращающегося резерва, регулирования частоты и ограничений по ресурсу на расход топлива энергосистемы. Журавлев В. Г., Бураку М. И. — «Электричество», 1976, № 4.

Описаны методы, учитывающие ряд факторов, влияющих на экономно топлива (вращающийся резерв мощности, изменение к. п. д. при регулировании частоты, интегральные ограничения по расходу энергоресурса). Это позволило оценить особенности и точность выбора состава работающих агрегатов и распределения нагрузки между ними. Библ. 4.

УДК 621.311.1.001.24

Определение предела передаваемой мощности в условиях эксплуатации электрической системы. Файбисович В. А. — «Электричество», 1976, № 4.

Предлагается экспериментально-аналитический способ нахождения параметров схемы сложной электрической сети, связывающей генерирующий источник с мощной энергосистемой, в котором используется статистическая обработка результатов измерений, выполненных в ряде установившихся режимов сети. Наряду со значением искомых параметров, вычисляются величины, характеризующие точность полученного решения. Разработаны программы на языке «Алгол-60», реализующие указанный способ. Библ. 8.

УДК 621.313.22.001.2

Учет влияния обмотки возбуждения и проводящих клиньев при расчете параметров ферромагнитного зубчатого ротора. Глазков В. П. — «Электричество», 1976, № 4.

Предложена методика учета влияния проводящих сред — обмотки возбуждения и клиньев, крепящих обмотку в пазах, на параметры ферромагнитного зубчатого ротора в переходных режимах. Расчет проводится по схемам замещения, параметры которых учитывают влияние торцевой зоны и изменение напряженности магнитного поля на ферромагнитных участках при наличии или отсутствии тех или иных проводящих контуров на роторе. Библ. 3.

УДК 621.313.12.025.1:621.319.4:537.52

Работа однофазного генератора переменного тока на периодически разряжающуюся емкость. Алексеев А. Н., Чепланов В. И. — «Электричество», 1976, № 4.

Для получения кратковременных импульсов высокого напряжения применяют устройство, состоящее из источника питания накопительного конденсатора и ключа. Рассматривается случай использования в качестве источника питания для заряда конденсатора магнитоэлектрического генератора. Проводится аналитическое исследование заряда накопительного конденсатора от генератора с синусоидальной формой магнитного потока. Предложен метод расчета напряжения конденсатора и тока заряда при любых начальных условиях и произвольно выбранном начальном фазовом угле. Библ. 3.

УДК 621.314.261

Характеристики асинхронных одномашиных преобразователей частоты. Попов В. И. — «Электричество», 1976, № 4.

Описан асинхронный одномашиный преобразователь частоты с одной обмоткой совмещенного типа на роторе — ОПЧС-200 Гц, выполненный в конструкции асинхронного двигателя с контактными кольцами и состоящий из двух магнитно-совмещенных двухполюсной и шестиполюсной трехфазных асинхронных машин. Приведена энергетическая диаграмма преобразования активных мощностей ОПЧС, выведены условия для выбора электромагнитных нагрузок двигательной и генераторной частей при проектировании ОПЧС на базе магнитопровода асинхронной машины с заданной геометрии.

Приведены основные данные и результаты испытаний головных образцов ОПЧС-200 Гц и приведено его сравнение с серийными электромашинным и статическим преобразователями. Библ. 7.

УДК 537.3:674.817

Электрические испытания ЛУДП как материалов для полов. Зельдин Ю. М., Шитиков Н. Г. — «Электричество», 1976, № 4.

Приводятся результаты электрических испытаний новых материалов для полов — лигноуглеводных древесных пластинок на образцах и в естественных условиях. Данные испытаний позволяют сделать вывод о возможности использования этих пластинок для покрытия полов в жилых домах. Библ. 4.

УДК 621.313.322-81.013.8:621.313.392-57:681.32.004.14

О самозапуске мощных турбодвигателей с бесщеточными системами возбуждения. Логинов С. И., Любомирова Г. Б. — «Электричество», 1974, № 4.

Приведены результаты расчетов на АВМ переходных процессов повторного включения в сеть синхронных турбодвигателей типа СТД мощностью 800—12500 кВт с диодной и тиристорной бесщеточными системами возбуждения, а также результаты исследования на электродинамической модели МГ-15-1000 режима самозапуска с тиристорной бесщеточной системой возбуждения. Библ. 4.

УДК 621.313:681.32.001.57

Принципы построения и практическая реализация на ЦВМ стохастической математической модели электрической машины. Орлов И. Н., Архипов О. Г., Маслов С. И. — «Электричество», 1976, № 4.

Рассмотрены принципы построения и основные этапы разработки алгоритма стохастической модели ЭМ. В качестве примера показана реализация на ЦВМ стохастической модели асинхронного электродвигателя. Сравнение результатов, полученных на модели, с экспериментально-статистическими данными указывает на их хорошую сходимость (в пределах 5%), что свидетельствует об адекватности разработанной модели.

Изложенные принципы построения и реализации стохастической модели не связаны со спецификой конкретных типов ЭМ и могут быть успешно применены для любых электромеханических устройств. Библ. 11.

УДК 621.313.333.012.6.001.24

Способ построения механической характеристики асинхронного двигателя. Буторин И. Н. — «Электричество», 1976, № 4.

Предлагается формула для расчета механической характеристики асинхронного двигателя, учитывающая явление вытеснения тока в стержнях обмотки ротора. В формулу входят величины, легко определяемые по каталожным данным. Библ. 4.

УДК 621.317.757.16

Нагрузочное устройство для исследования характеристик термоэмиссионных преобразователей. Игумнов Б. Н., Евиллин В. П. — «Электричество», 1976, № 4.

Описана схема сильноточной электронной нагрузки на транзисторах для измерения вольт-амперных характеристик термоэмиссионных преобразователей. Схема обеспечивает снятие токов до 1 кА при э. д. с. исследуемого источника до 10 В. Осуществляется плавная регулировка тока в указанном диапазоне. Библ. 4.

УДК 621.314.018.14

Максимальный коэффициент мощности вентильных преобразователей. Тихомиров В. А., Магазинник Г. Г. — «Электричество», 1976, № 4.

Показано, что для любой известной силовой схемы управляемого вентильного преобразователя может быть аналитически определен максимально достижимый коэффициент мощности ( $K_M$ ) в функции степени регулирования.

По разработанной методике выполнен анализ и сравнение  $K_M$  для трехфазных нулевой, мостовой и двухмостовой схем выпрямления.

Показано также, что максимальная величина  $K_M$  может быть получена лишь в схемах с искусственной коммутацией. Библ. 10.

УДК 621.375.826:535.241.13:537.27/.29

Исследование электрического поля электрооптических модуляторов тетрагональных кристаллов типа KDP. Камач Ю. Э., Козловский Е. Н., Новгородцев А. Б., Овчинников В. М. — «Электричество», 1976, № 4.

Выполнен расчет электрического поля в электрооптических кристаллах модуляторов лазерного излучения с поперечным сечением в виде круга и прямоугольника с расположенными на боковой поверхности полосковыми электродами, к которым прикладывается управляющее напряжение. Расчет выполнен с учетом одноосной анизотропии кристалла в предположении о том, что управляющее поле сосредоточено во внутреннем объеме кристалла. Исследована зависимость управляющего напряжения на торцевых поверхностях кристаллов, играющей основную роль при определении рабочих характеристик модулятора, от его конфигурации. Библ. 5.

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Костенко М. П., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Хачатуров А. А., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Левченко

Сдано в набор 16/II 1976 г.

Подписано к печати 31/III 1976 г.

T-06931

Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>8</sub>

Усл. печ. л. 12,0

Уч.-изд. л. 15,45

Тираж 9331 экз.

Цена 80 коп.

Зак. 534

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

# Д-р Бек и Компания (Индия) Лимитед

**ПРЕДЛАГАЮТ  
ПОЛНЫЙ НАБОР  
ИЗОЛЯЦИОННЫХ  
МАТЕРИАЛОВ,  
применяемых  
при температурах до 180°C.**

## **Пропиточные лаки типа Элмо (Elmo) для:**

электродвигателей, генераторов,  
силовых преобразователей,  
вентиляционных установок,  
ручного электроинструмента,  
электроштампов, телефонов,  
радио- и телеприемников,  
электронных приборов,  
балластных сопротивлений.

## **Эпоксидные смолы типа Добекот (Dobekot) для:**

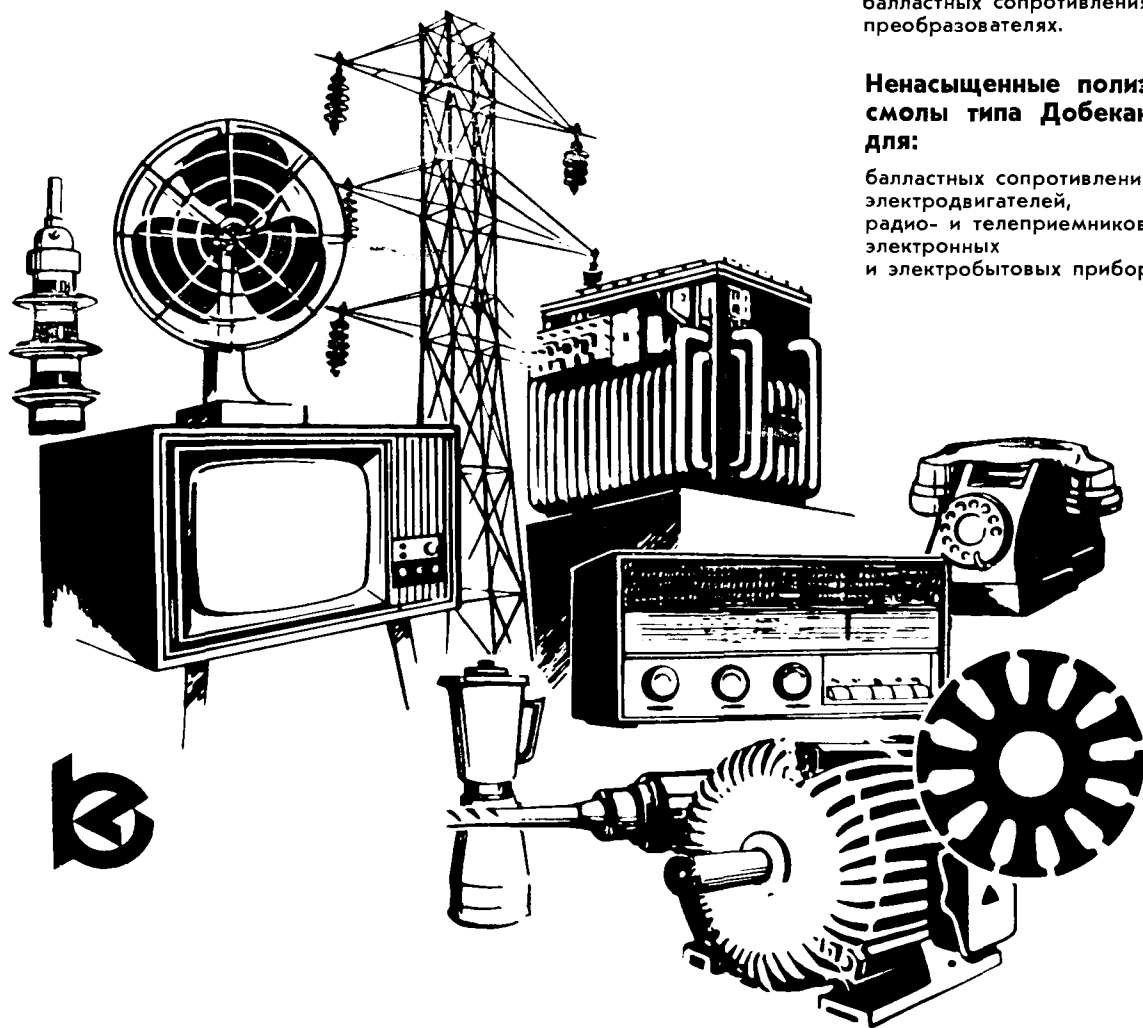
кабельных соединений,  
литейного оборудования,  
электрических и электронных приборов,  
конденсаторов, изоляторов,  
тонких листовых материалов,  
нитей накаливания,  
высокоскоростных  
электрических машин.

## **Электроизоляционные эмали для:**

проводов в электродвигателях,  
генераторах,  
радио- и телеприемниках,  
вентиляционных установках,  
ручном электроинструменте,  
балластных сопротивлениях,  
преобразователях.

## **Ненасыщенные полиэфирные смолы типа Добекан (Dobekan) для:**

балластных сопротивлений,  
электродвигателей,  
радио- и телеприемников,  
электронных  
и электробытовых приборов.



## **Д-р Бек и Компания (Индия) Лимитед**

специализируются на производстве  
изоляционных лаков,  
эмалей и смол.

Адрес: ПИМПРИ, ПУНА, 411018, ИНДИЯ

Зарегистрированный адрес конторы:

61 Адвент,  
12А Джен. Бонсале Марг  
Бомбей — 400021, Индия

*Из трех электрических приборов,  
изготовленных в Индии,  
два являются продукцией  
объединения Д-р Бек и Компания  
(Индия) Лимитед*