

Задачи информационной теории управления электроэнергетическими системами

ВЕНИКОВ В. А., доктор техн. наук, СОКОЛОВ В. К., канд. техн. наук

Прогресс в развитии энергосистем, являющихся большими системами кибернетического типа, неразрывно связан с возрастанием роли управления процессами развития и функционирования этих систем. Здесь действует основной принцип кибернетики, гласящий, что сложность системы управления должна возрастать быстрее, чем сложность управляемой системы. Однако управление невозможно без информации, и значение информационного компонента все более увеличивается. Именно подробная, многосторонняя информация об объекте позволяет строить указанную выше сложную систему управления наиболее рациональным образом. При этом достигается выработка дополнительной продукции, экономия энергетических и других ресурсов, повышение устойчивости и надежности работы системы. Неизмеримо возрастают возможности построения оптимальных систем управления при использовании современных ЭВМ и разветвленной системы сбора информации [1], в частности, в рамках автоматизированной системы диспетчерского управления (АСДУ).

Дальнейшее методологическое развитие и совершенствование управления электроэнергетическими системами требует создания усовершенствованного аппарата для описания процессов переработки информации применительно к задачам управления. Решение этой проблемы может заключаться в создании новой теории — информационной теории управления, которая должна находиться на более высоком уровне абстракции при работе с информацией, в частности, операции в ней должны производиться не только над сигналами, но и над их информационным содержанием [2].

Естественной оценкой любой системы управления является степень достижимости той или иной цели функ-

ционирования системы, характеризуемой некоторой исходной неорганизованностью. Задача управления такой сложной системой, как энергетическая, усугубляется еще тем, что кроме главной цели, имеется еще ряд вспомогательных целей управления, которые должны достигаться не только централизованно, но и локально и которые могут также изменяться в процессе регулирования.

В связи с тем, что в рамках автоматизированного управления энергетической системой решается ряд задач и одни и те же источники (режимные параметры) являются информативными для нескольких задач, возникает необходимость поиска некоторого субстрата информации, позволяющего учитывать цели управления и получать при математических операциях обозримые результаты при возрастающей сложности управляемой системы. Таким субстратом, на наш взгляд, может быть ценность информации (с позиций управления), являющаяся представительной характеристикой на всех технологических этапах ее обработки.

Можно ожидать, что управление энергетическими системами на обозримую перспективу будет автоматизированным, но не автоматическим в целом. Присутствие человека-диспетчера на ключевых уровнях иерархической системы управления объясняется исключительными способностями человека мыслить диалектически и, в частности, принимать решения в заранее непредвиденных обстоятельствах. Любые, даже самые совершенные программы для ЦВМ, а также устройства автоматики, действуя по правилам формальной логики, не могут заменить человека на верхнем уровне управления такой сложной системы, как энергетическая с многочисленными внутренними и внешними связями.

Присутствие диспетчера в контуре системы управления требует неперменного учета объективно существующего ограничения пропускной способности человека как проводника информации, а также учета других требований и рекомендаций эргономики. Информационная загрузка диспетчера энергосистемы невелика в условиях нормального прохождения режимов, но эта нагрузка резко возрастает и превосходит рекомендуемую эргономикой в условиях возникновения аварий и аварийных ситуаций. Важность предотвращения аварий и скорейшей их ликвидации трудно переоценить, так как это связано с исключением и сокращением ущерба в народном хозяйстве от перерывов в электроснабжении. Повышение надежности автоматизированного диспетчерского управления энергетическими системами требует совершенствования информационного обеспечения диспетчера. Это предполагает, в свою очередь, рационализацию информационной загрузки в нормальных условиях и сокращение времени на отработку диспетчером концептуальной модели при аварии. В обоих случаях положительный эффект может быть достигнут за счет предоставления диспетчеру наиболее ценной и представительной информации. Заметим, что ценность информации здесь и далее рассматривается исключительно с позиций значимости для управления, достижимости основной и вспомогательных целей, т. е. в самом конечном счете — с позиций экономического эффекта от управления.

АСДУ, помимо выполнения целого ряда предназначений, призваны также обеспечивать дополнительный экономический эффект, который образуется в управляемой энергосистеме за счет оптимизационного решения ряда задач управления на базе детальной осведомительной информации. Как указывалось выше, конкретно эффект может выражаться в экономии топлива, энергоресурсов, в выработке дополнительной энергии или повышении надежности системы. АСДУ любого вида должна строиться таким образом, чтобы дополнительный экономический эффект, получаемый именно за счет ее функционирования, перекрывал затраты на ее эксплуатацию.

Эффект от функционирования АСУ каждого промышленного предприятия, в том числе и энергосистемы, имеет определенное материальное отражение, и потому ценность информации может иметь денежную меру, влияя, в свою очередь, на формирование архитектуры АСУ, на ее технические средства и иерархию задач. Таким образом, принципиальной особенностью информационной теории управления электроэнергетическими системами является экономико-ценностный подход к проблеме управления. При этом существенно также, что кроме статистических характеристик регулируемых параметров, на всех технологических уровнях появляется более абстрактная и общая для всех конкретных видов категория — ценность информации. Заметим, что явные аналитические зависимости экономических показателей от регулируемых режимных параметров энергосистемы возможны в редких случаях, например, для небольших потребителей с постоянным составом включенного оборудования. Для узлов энергосистемы, питающих большое число разнородных потребителей, ценностные характеристики их напряжения могут быть уже лишь только статистическими. Если же, например, рассматривать ценность информации в задаче распределения нагрузок между электростанциями энергосистемы, то стохастическая природа объекта управления проявляется в еще большей степени. Это обусловлено как значительным

возрастанием числа присоединенных нагрузок, так и влиянием режимов питающей и распределительной сети, составом располагаемого оборудования и другими факторами. Сама ценность информации имеет при этом статистическую природу и может исчисляться на базе статистических аналогий.

Ценность информации АСДУ, подсчитанная как суммарная эффективность решения ряда задач управления [3], отнесенная к отдельным источникам информации (различным режимным параметрам), явилась весьма «технологичной» характеристикой информации, удобной на всех этапах ее обработки.

Организация процедуры сбора информации, ее дискретизация во времени и квантование по уровням связаны с ценностью информации. Если в задачах теории связи главным является сохранение или восстановление формы сигнала, учет основной части спектра частот, то для целей управления важным является сохранение ценностных свойств сигналов (параметров системы). При определении шага дискретизации телеизмеряемого энергетического параметра, видимо, целесообразно пользоваться неким «интегральным штрафом» за ошибки измерения в течение заданного периода времени. Чем чаще производятся измерения параметров, тем выше точность «слежения» за их изменениями и меньше ущерб системы от неточности измерений, но тем больше загрузка каналов связи, устройств телемеханики и ЭВМ, ведущих первичную обработку поступающей информации. С ростом частоты «опросов» возрастают затраты на технические средства, что предопределяет наличие минимума общих затрат по системе обработки информации.

Очевидно, что разнородные энергетические параметры (например, уровень воды в водохранилище и переток активной мощности по реверсивной транзитной ЛЭП) нет нужды «опрашивать» с одинаковой частотой. Обычно состояние какого-либо узла, участка энергетической системы характеризуется группой, ансамблем параметров, имеющих в общем случае различную ценность для управления. Каждый параметр целесообразно представлять индивидуальной характеристикой $D_i(S)$ — ущербом (потерей ценности) дискретизации информации в функции от шага. Очевидно, что нулевому шагу соответствует нулевой ущерб (штраф); кроме того, сама характеристика отображает статистическое многообразие параметра. При дискретизации с равным шагом для всех параметров допустимый суммарный ущерб дискретизации для всех n параметров определит однозначно требуемый шаг S ; этому будет отвечать суммарная характеристика

$$D_z(S) = \sum_{i=1}^n D_i(S).$$

Экономически оптимальное решение задачи требует учета индивидуальных ценностных характеристик параметров. При этом возможны два подхода:

1) минимизировать общее число опросов всех параметров ансамбля (отыскать наибольшие индивидуальные циклы опросов S_i) за некоторый статистически представительный период времени T при заданном ограничении на суммарный для ансамбля ущерб дискретизации $D_z(S)$;

2) минимизировать суммарный ущерб дискретизации при заданном на длительном интервале времени T ограничении на число опросов всех параметров ансамбля θ_z доп.

Если в первой постановке задачи условием получения минимума является

$$\lambda_1 = \frac{T}{S_i^2 \frac{\partial D_i(S)}{\partial S_i}} = \text{const},$$

то во второй постановке —

$$\lambda_2 = \frac{S_i^2(D)}{T \frac{\partial S_i(D)}{\partial D_i}} = \text{const},$$

где для удобства приняты характеристики $S_i(D)$, являющиеся обратными характеристиками по отношению к $D_i(S)$.

Разгрузка каналов связи от избыточной информации и сокращение времени, требуемого ЭВМ на ее «опрос», повышают эффективность системы сбора информации; технические же решения вопроса индивидуальной дискретизации в области телемеханики находятся на пороге своей реализации.

Современные вычислительные комплексы с их многообъемными долговременными запоминающими устройствами предоставляют реальные возможности управления режимами сложных энергосистем на основе статистической информации. Вопрос рационального использования «внешней памяти» ЭВМ, по-видимому, всегда будет оставаться актуальным, а потому важной является рационализация квантования измеряемой энергетической информации по уровням. Оптимизацию этого процесса обработки информации следует вести по критерию минимума расхода памяти ЭВМ (минимума числа используемых квантов) при сохранении заданной интегральной точности измерений, т. е. допустимого ущерба от неточности квантования. Математически задача сводится к минимизации следующего выражения [4]:

$$\psi(x_1, \dots, x_{N-1}; z_1, \dots, z_N) = \sum_{K=1}^n \int_{x_{K-1}}^{x_K} \varphi(x, z_K) \omega(x) dx,$$

где x_K — пороги квантования измеряемой величины x , имеющей плотность вероятности $\omega(x)$ (минимальное значение измеряемой величины — x_0 ($K=1$), максимальное — x_N); z_K — точки отнесения измерений, принадлежащих данному кванту; N — число уровней квантования; $\varphi(x, z)$ — принятая функция штрафов.

Расчеты показывают, что при сохранении заданного суммарного ущерба от неточности квантования возможно в 1,5–2 раза сократить число квантов при нормальном законе распределения измеряемой величины, что характерно для энергетических параметров. Отводя для каждого кванта информации ячейку памяти ЭВМ, можно экономно организовать массивы статистических параметров энергосистемы с тем, чтобы в последующем вести управление по интегральным режимным параметрам.

Учет ценностей компонента информации определяет не только процедуры предварительной обработки информации — ее дискретизации и квантования — но и оказывает влияние на формирование всех основных алгоритмов управления энергетическими системами. Ограничивая пока рассмотрением только установившихся режимов, заметим, что ряд принципиальных положений, вытекающих из учета ценностных качеств информации, окажутся действенными и при управлении переходными процессами энергосистем.

Первым в технологической цепи управления нормальными режимами является алгоритм оценивания состояния энергосистемы. Задача заключается в выборе такого многомерного вектора Y токов, напряжений и потоков в сети, который при удовлетворении законам Кирхгофа обеспечивает вектор вычисленных параметров $V(Y)$, наиболее «близкий» к вектору телеизмеряемых в АСДУ параметров V . Степень «близости» оценивается квадратичной невязкой [5]:

$$\Phi = [V - V(Y)]^T R_V^{-1} [V - V(Y)],$$

где R_V^{-1} — матрица, обратная ковариационной матрице.

Элементы диагонали матрицы R_V^{-1} , представляющие собой величины, обратные дисперсиям соответствующих параметров, позволяют проводить разнородные параметры (токи, напряжения и т. п.) к своего рода относительным единицам и качество решения задачи оценивания определять критерием $\Phi \rightarrow \min$. Опуская вопрос о коррекции исходных измерений, которая может быть определена различными методами, мы остановимся на принципиальном значении критерия оценивания $\Phi \rightarrow \min$. Квадратичная структура этого критерия, связанная с произведением транспонированной матрицы на прямую, удобна в вычислительном отношении и является приемлемой для процедуры «сглаживания»; основная смысловая нагрузка критерия заключена в матричном множителе R_V^{-1} . Чем выше дисперсии параметров или чем выше математические ожидания квадратов ошибок измерений, тем с меньшим «весом» входят соответствующие параметры в критерий Φ .

Представляется логичным обеспечить более ответственные телеизмеряемые параметры более надежной и точной (а возможно, и более дорогой) измерительной аппаратурой, причем степень ответственности определяется важностью для процесса регулирования, т. е. ценностными факторами параметров. С этой целью в числители диагональных элементов матрицы R_V^{-1} вводятся множители, пропорциональные ценностям соответствующих параметров. Такой прием обеспечит увеличение «веса» ответственных параметров, а сам критерий

$$\Phi = [V - V(Y)]^T C [V - V(Y)]$$

станет в определенном смысле технико-экономическим и будет обеспечивать минимизацию общесистемного ущерба от некачественного оценивания состояния электроэнергетической системы.

Энергосистеме как динамическому объекту управления присущи черты дуальности, обусловленной противоречиями между изучающей и реализующей сторонами процесса [6]. Ценностный подход к информации позволяет найти максимальный шаг упреждения прогноза, что важно для динамического управления. Точность прогноза, как известно, снижается с отдалением прогнозируемого момента времени от текущего. Если в качестве задачи динамического управления рассмотреть задачу текущей оптимизации распределения нагрузок между электростанциями системы (по критерию минимума расхода энергоресурсов или по критерию минимума затрат), то с уменьшением точности исходной информации будет снижаться и эффект оптимизации, получаемый в управляемой энергосистеме. Установив из экономических соображений допуск на точность решения задачи текущей оптимизации и зная обуславливающие эту точность требования к исходным данным, можно установить тот

предельный шаг прогноза, при котором точность прогноза не выйдет за допустимые рамки. Точность прогноза, в свою очередь, зависит от точности телеизмерительных устройств, от качества решения задачи оценивания режима системы и от собственной точности алгоритмов прогноза. Очевидно, что повышение точности алгоритмов прогноза и алгоритмов оптимизации режимов имеет прямой экономический смысл.

Дальнейшее совершенствование управления электроэнергетическими системами с позиций общегосударственных интересов возможно путем расширения целевой функции управления, более глубокого и обоснованного учета народнохозяйственных интересов потребителей электроэнергии. По данным экспертных оценок [7] народнохозяйственный ущерб от нарушения показателей качества электрической энергии составляет в целом по стране 1—2 миллиарда рублей в год, причем около 10 % этого ущерба приходится на энергосистемы. Современный уровень насыщенности энергосистем телемеханикой и средствами вычислительной техники, а также накопленный опыт эксплуатации АСДУ являются хорошей основой для методического и организационного ввода контроля качественных показателей электроэнергии у потребителей энергосистем в состав АСДУ. Приемлемым по [7] с позиций потребителей было бы регулирование напряжения в питающих узлах по некоторым графикам, учитывающим статистический характер нагрузок, их экономические характеристики, а также потери в распределительных сетях. Задача регулирования напряжения в питающих сетях энергосистем должна рассматриваться как часть задачи организации совместного устойчивого регулирования на всех ступенях трансформации этих сетей, обеспечивающего минимальные потери энергии и требуемые графики напряжения в центрах питания нагрузок. Известно, что при планировании графиков напряжений контрольных узлов питающей сети энергосистемы в первую очередь стремятся обеспечить близость напряжений к заявляемым потребителями и приближенно учитывают экономику распределительных сетей и собственно потребителей. Учет ценностных характеристик напряжения питающих узлов энергосистемы (дополнительно к требованиям ПТЭ) позволит обеспечить потребителей энергией более высокого качества и сделать управление режимом напряжений сети энергосистемы адаптивным к изменяющимся запросам потребителей.

В современной практике автоматизированного управления сложными объектами все большее применение находят алгоритмы распознавания образов. В качестве образов при управлении энергосистемами могут выступать некоторые специфические режимы, предаварийные ситуации и т. п. Существует большое разнообразие алгоритмов распознавания образов, однако по-прежнему остаются неформализованными методы отбора наиболее информативных признаков, характеризующих образы, классы. Для различных режимных ситуаций энергетических систем отбор «информативных» параметров может выполняться на основе их ценностного ранжирования, причем ценность признаков должна определяться с позиций тех же задач управления, которые решаются на данных этапах распознавания. Эксперименты на ЭВМ показывают, что введение ценностных «весовых» коэффициентов признаков улучшает процедуру распознавания классов, при этом сама операция приобретает смысл распознавания экономического образа. Ценностные факторы усиливают доминирование важнейших

признаков и минимизируют экономический риск неправильного распознавания.

Надежность автоматизированной системы управления, т. е. вероятность получения от ее функционирования потенциального (планового) экономического эффекта, зависит, как от надежности технических средств АСУ, так и от статистических свойств и семантики обрабатываемой техническими средствами информации. При всей семиотической разнообразности информации, циркулирующей в АСУ, она обладает некоторой общей для всех видов и параметров мерой—ее ценностью позиции конечного экономического эффекта управления. Совместное рассмотрение надежности технических структур, обрабатывающих информацию, с ценностными характеристиками самой информации позволяет квалифицировать надежность получения потенциального экономического эффекта от функционирования АСУ как информационно-структурную надежность. Фактический экономический эффект $\mathcal{E}_\Phi(t)$ за какой-то длительный промежуток времени t от использования для управления некоторой информацией отличается от потенциального $\mathcal{E}_\Pi(t)$ за счет неабсолютной надежности технических средств:

$$\mathcal{E}_\Phi(t) = \mathcal{E}_\Pi(t) P(t),$$

где $P(t)$ — вероятность исправной работы технических средств за тот же период времени t .

Подобная постановка вопроса позволяет оперировать с понятиями средневзвешенной надежности разветвленных структур АСДУ (АСУ), использовать ценностное эквивалентирование [8] и применять весь арсенал средств оптимизации технических структур, накопленный в теории надежности. Под ценностным эквивалентированием следует понимать объединение разнородных режимных параметров энергосистем по их ценностным характеристикам, представление потоков информации АСДУ как ценностных потоков и суммирование этих потоков в ветвящихся структурах. Отметим, что чисто вероятностный подход к этим вопросам для современных сложных структур АСДУ приводит к практически необозримым результатам.

С ростом абсолютных затрат на автоматизацию и на информацию возрастает необходимость рационального расходования средств, становится настоятельной потребностью установление адекватности технических средств обрабатываемой ими информации. В технико-экономических расчетах принято сопоставлять затраты с получаемыми результатами; в рассматриваемом нами случае АСДУ затраты на технические средства следует сопоставлять с ценностью обрабатываемой ими информации, причем за период сравнения целесообразно брать 1 год. Рассмотрим условия, обеспечивающие минимум затрат на технические средства АСДУ.

В иерархической структуре АСДУ все разнообразные устройства, объединенные в одну технологическую последовательность (устройства сбора информации, ее передачи, промежуточной и окончательной обработки) принципиально должны иметь равную надежность. Заниженная надежность какого-либо звена по «вертикали» иерархии АСДУ будет являться «узким местом» всей системы, а завышенная приведет к тому, что ресурс этого звена будет недоиспользован.

Рассмотрим теперь принцип минимизации затрат на технические средства АСДУ одного технологического уровня, т. е. по «горизонтали» иерархической структуры АСДУ. Будем полагать, что на некотором технологиче-

ском уровне АСДУ годовые приведенные затраты на эксплуатацию технических средств составляют Z_x и они складываются из затрат на ряд однотипных устройств:

$$Z_x = \sum_{i=1}^n Z_i.$$

Найдем условие, при котором суммарные затраты будут минимальными. Для этих целей используем функцию Лагранжа

$$S = Z_x + \lambda W,$$

где λ — неопределенный множитель Лагранжа; W — вспомогательная функция, в качестве которой можно использовать уравнение баланса суммы ценностей информации, доставляемой отдельными источниками, и результирующей ценности, реализованной действием АСДУ в целом:

$$W = C_1 + C_2 + \dots + C_n - C_p = 0.$$

В приведенном выражении как ценности информации C_i , доставляемые отдельными источниками, так и результирующая ценность C_p представляют собой интегральные (за год) значения. Определим условие получения минимума Z_x , для чего найдем частные производные функции Лагранжа по ценности информации отдельных источников:

$$\frac{\partial S}{\partial C_1} = \frac{\partial Z_x}{\partial C_1} + \lambda = 0; \quad \frac{\partial S}{\partial C_2} = \frac{\partial Z_x}{\partial C_2} + \lambda = 0 \text{ и т. д.}$$

Из подобных выражений получаем

$$-\lambda = \frac{\partial Z_x}{\partial C_1} = \frac{\partial Z_x}{\partial C_2} = \dots = \frac{\partial Z_x}{\partial C_n} = \text{const.}$$

Следует иметь в виду, что аналитическая зависимость $Z_i = f(C_i)$ и возможное разложение ее в ряд Тейлора физически не обоснованы, так как ценность информации является категорией, формируемой в объекте управления в целом. Поэтому полученное выше условие минимума затрат $\partial Z_i / \partial C_i = \text{const}$ может быть трансформировано в приближенное условие

$$Z_i / C_i = \varepsilon = \text{const},$$

и при этом, очевидно, оно не теряет своего смысла, если учесть, что балансировка затрат по ценности обрабаты-

ваемой информации производится не в текущем оперативном порядке, а в длительном (годовом) временном разрезе.

Отношение $Z_i / C_i = \varepsilon$ можно назвать удельными затратами по i -му источнику, т. е. затратами на единицу ценности передаваемой за год этим источником информации. Равенство удельных затрат на однотипные устройства одного технологического уровня при минимально возможном для современного развития техники их значении ($\varepsilon \rightarrow \min$) и является вторым условием минимизации затрат на технические средства АСДУ (равенство удельных затрат по «горизонтали» иерархической структуры АСДУ).

Таким в общих чертах представляется механизм влияния фактора ценности информации на все основные алгоритмы автоматизированного диспетчерского управления энергосистемами и на собственную структуру АСДУ.

Вывод. Прогресс в развитии теории управления современными сложными электроэнергетическими системами связан с существенным обогащением ее информационным компонентом, созданием информационной теории управления электроэнергетическими системами. Основу этой теории может представлять изложенный в настоящей статье экономико-ценностный подход к информации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Кенгерлинский Г. А. Информация в электроэнергетике (Вопросы передачи и переработки информации в сложных объединенных автоматизированных энергосистемах). — В кн.: Информация и кибернетика/Сб. статей под ред. акад. А. И. Берга. — М.: Сов. радио, 1967.
2. Электрические системы. Кибернетика электрических систем/Под ред. В. А. Веникова. Учебн. пособие для электроэнерг. вузов. — М.: Высшая школа, 1974.
3. Соколов В. К., Серова Г. А. Ценность информации в автоматизированных системах управления. — Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1982, № 2.
4. Кавалеров Г. И., Мандельштам С. М. Введение в информационную теорию измерений. — М.: Энергия, 1974.
5. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем. — М.: Наука, 1976.
6. Фельдбаум А. А. Теория дуального управления. — Автоматика и телемеханика, 1960, № 9 и 11; 1961, № 1 и 2.
7. Савалов С. А. Режимы Единой энергосистемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
8. Соколов В. К., Мельцер М. М. Информационно-структурная надежность автоматизированной системы управления. — Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1984, № 5.

[27.02.85]

УДК 621.311.008.2

Формализация правил многоцелевой оптимизации управления электроэнергетическими системами

БОРИСОВ Р. И., доктор техн. наук

Многоцелевая оптимизация (МО) управления функционированием и развитием в энергетике служит решению задач при противоречивости действия основного комплекса целей ситуативного, временного или иерархического уравнений [1, 2].

Значение, роль и методы МО являются предметом интенсивного изучения и использования в СССР и за рубежом. Однако имеющие место трудности алгоритмического характера МО при определении параметров решений компромиссного множества (КМ) и особенно

отсутствие четкой процедуры действий в КМ для дооптимизации решений являются препятствиями для более широкого использования МО [3, 4].

Вместе с тем накопление опыта применения МО будет способствовать развитию ее научно-методических и методологических основ и совершенствованию применения эвристических и аксиоматических решающих правил для дооптимизации решений в компромиссной области.

Целью данной статьи является решение задачи управления функционированием электроэнергетической си-

стемы (ЭЭС) на интервале времени Δt по целевым условиям $\varphi_i (2 \leq i \leq n)$ в виде определения гиперповерхности КМ и необходимых и достаточных условий для аналитического выражения параметров результирующего управления на основе дополнительных условий размерности $s < n$.

Угловые коэффициенты гиперплоскостей, соответствующих дополнительным условиям, определяются по значениям критериев основных и дополнительных условий для совокупностей расчетных режимов. Значения критериев и угловые коэффициенты могут описываться системами уравнений аддитивных и мультипликативных форм.

Для наглядности приводится пример управления функционированием двухмашинной схемы в трехмерном пространстве основных целевых условий ($n=3$) и двухмерном пространстве дополнительных условий ($s=2$). Обосновываются значения весовых коэффициентов скалярной модели оптимизации данной задачи и влияние формы моделей оптимизации на результаты расчетов. Использование МО позволяет подтвердить адекватность результатов, полученных на основе МО и данной формы скалярной оптимизации, а также распространить применение моделей оптимизации в рамках системного подхода на класс задач с трудносопоставимыми по каким-либо причинам или разномерными целевыми условиями.

Задача многоцелевой оптимизации ЭЭС формулируется в следующем виде: определить значение вектора управляющих переменных x_j ($j=1, 2, \dots, r$), которые минимизируют независимые функциональные целевые условия:

$$\varphi_i(x_j) \rightarrow \min, \quad 2 \leq j \leq n \quad (1)$$

с техническими ограничениями в виде равенств

$$g_l(x_j) = 0, \quad l \geq 1 \quad (2)$$

и технологическими ограничениями в виде неравенств $\underline{x}_j \leq x_j \leq \bar{x}_j$. Можно исходить из минимизации всех целевых условий, так как максимум функции соответствует минимуму этой функции с обратным знаком.

Противоречивость целевых условий φ_i выражается в том, что минимумам разных целевых условий соответствуют различные значения управляющих переменных.

Зависимость целевых условий от управляющих переменных ЭЭС описывает отображение пространства управлений (r -мерного) на пространство целей (n -мерное). Каждой точке области целей соответствует при этом одна или несколько точек области управлений.

Если целевые условия являются непрерывными функциями управляющих переменных, то граничные точки области управлений отображаются на граничные точки области целей, а внутренние точки области управлений — на внутренние точки области целей.

При этом могут выполняться следующие соотношения:

а) $r \leq n$ — число целевых условий превышает или равно числу управляющих переменных. Тогда оптимальное управление по всем целевым условиям является единственным как оптимальная стратегия в коалиционной игре с неантагонистическими интересами участников. Параметры оптимальных управлений могут быть определены, если определены оптимальные критерии по каждому целевому условию в КМ;

б) $r > n$ — вследствие избыточности управляющих векторов каждая точка пространства целей может быть реализована несколькими управлениями. Аппарат мето-

дов обобщенного приведенного градиента привлекается для решения задач МО управления в ЭЭС. Управляющие переменные разбиваются на фиксированные и зависящие. Декомпозиционная схема решений и эвристические методы используются для определения параметров результирующих управлений в КМ [5–7].

Имеется несколько методов определения КМ. Наиболее наглядным и универсальным является основанный на разложении любой компромиссной ситуации на соответствующим образом подобранную последовательность двухсторонних компромиссов. Число двухсторонних компромиссов двойственных задач равно числу сочетаний из n элементов по 2, т. е. $n!/2(n-2)!$, которые определяются в виде

$$\tilde{\varphi}_i = \gamma_i \tilde{\varphi}_i + \gamma_i \tilde{\varphi}_i \rightarrow \min; \quad (3)$$

$$\gamma_i + \gamma_i = 1, \quad j, i = 1, 2; 1, 3; \dots; n-1, n \quad (4)$$

с учетом технических и технологических ограничений. Нормализация выражений целевых условий производится по формуле

$$\tilde{\varphi}_i = \frac{\varphi_i - \underline{\varphi}_i}{\bar{\varphi}_i - \underline{\varphi}_i}, \quad (5)$$

где $\underline{\varphi}_i$, $\bar{\varphi}_i$ — наименьшее и наибольшее значения критерия данного целевого условия.

Определение области КМ двойственных задач производится путем вариации значений коэффициентов γ_i и γ_i от 0 до 1 и от 1 до 0 соответственно с шагом $\Delta\gamma = 0,1$.

Решение двойственных задач по декомпозиционной схеме, изложенной в [5] для управления развитием, было применено в [6].

Путем аппроксимации решений, полученных по формулам (3, 4, 5) для двойственных задач, определяются неявные зависимости вида

$$\psi_i(\tilde{\varphi}_i - \tilde{\varphi}_i(\tilde{\varphi}_i)) = 0. \quad (6)$$

Простым сложением (6) определяется уравнение гиперповерхности КМ в виде [10]

$$\psi_{\text{КМ}}(\tilde{\varphi}_1 - \tilde{\varphi}_1(\tilde{\varphi}_2, \dots, \tilde{\varphi}_n)) = 0. \quad (7)$$

В общем случае при условии невырожденности КМ ее размерность равна n , и необходимо из множества допустимых решений КМ выделить вектор параметров одного из них.

В КМ, как части области целей, должны удовлетворяться определенные соотношения между некоторыми условиями φ_s ($s < n$) и значениями критериев основных целевых условий.

Формулирование дополнительных условий φ_s зависит от специфических условий задачи, от наличия нужной информации и требований и от опыта и квалификации лица, принимающего решение.

Угловые коэффициенты k_s дополнительных условий φ_s ($s=n-1$ при невырожденности и выпуклости КМ), как гиперплоскости n -мерного пространства КМ, определяются решением систем уравнений

$$(\tilde{\varphi}_s) = (k_s)(a_i \tilde{\varphi}_i), \quad s = 1, 2, \dots, n-1; \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (8)$$

где $a_i = \frac{d\tilde{\varphi}_i}{d\tilde{\varphi}_i}$ — коэффициенты пропорциональности между основными критериями двойственных задач.

Совместное решение уравнений гиперплоскостей (или гиперповерхностей) (8), соответствующих дополнитель-

ным условиям с нормированными и нормализованными значениями левой части, и уравнения КМ (7) позволяет определить значения оптимальных критериев и результирующие управления в виде

$$(x_j^*) = x_j(\varphi_i^*), \quad j = r. \quad (9)$$

Задачи статического управления характеризуются постоянными значениями мощностей нагрузок на расчетном интервале Δt .

Закон динамического управления определяется как совокупность управлений [7], так как $\sum \Delta t = T$, где T — расчетное время. Найденные значения управлений x_j^* принимаются как реализуемые, если значения критериев основных целевых условий φ_i^* удовлетворяют лицу, принимающее решение, или как начальные приближения диалоговой системы последующей процедуры дооптимизации.

Пример. Определить распределение мощностей между источниками в двухмашинной схеме (рис. 1) по трем противоречивым и разноразмерным целевым условиям: экономичности φ_1 , качеству электроснабжения φ_2 и надежности φ_3 . Расчетные условия, зависимости φ_1 , φ_2 и φ_3 и технические ограничения приведены ниже.

Условия нормализации:

$$\varphi_1 = \varphi_1(P_1 = 5; P_2 = 5) = 2235,4 \text{ т. р.};$$

$$\bar{\varphi}_1 = \varphi_1(P_1 = 50; P_2 = 50) = 4588 \text{ т. р.};$$

$$\varphi_2 = \varphi_2(P_1 = 5; P_2 = 5) = 1,7125 \text{ кВ}^2;$$

$$\bar{\varphi}_2 = \varphi_2(P_1 = 0; P_2 = 50) = 30,225 \text{ кВ}^2;$$

$$\varphi_3 = \varphi_3(P_1 = 5; P_2 = 5) = 2,039 \cdot 10^{-3} \text{ о. е.};$$

$$\bar{\varphi}_3 = \varphi_3(P_1 = 50; P_2 = 50) = 48,164 \cdot 10^{-3} \text{ о. е.};$$

$$\tilde{\varphi}_1 = (-15,897 + 0,153P_1^2 + 2,125P_1 + 0,232P_2^2 - 0,871P_2) \cdot 10^{-3};$$

$$\tilde{\varphi}_2 = (9,411P_1^2 + 21,18P_2^2 - 28,24P_1P_2 - 58,824) \cdot 10^{-3};$$

$$\tilde{\varphi}_3 = (0,197P_1^2 - 2,472P_1 + 0,323P_2^2 - 3,664P_2 + 17,67) \cdot 10^{-3}.$$

Техническое ограничение: $P_1 + P_2 - P_H = 0$.

Расчетные формулы для целевых условий:

а) экономичности $\varphi_1 - \varphi_1 = 2198 + 5P_1 + 0,36P_1^2 - 2,05P_2 + 0,547P_2^2 \text{ т. р.};$

б) качества электроснабжения $\varphi_2 - \varphi_2 = (\Delta U)^2 = 0,127,3 + 191 - 6,35 - 3828 \text{ кВ}^2;$

в) надежности φ_3 — время безаварийной работы $t_1 = 8750 + P_1 - 0,08P_1^2 \text{ ч}; t_2 = 8745 + 1,48P_2 - 0,131P_2^2 \text{ ч};$ вероятность отказа на одной из линий:

$$\varphi_3 = \frac{2 \cdot 8760 - t_1(P_1) - t_2(P_2)}{8760} = 2,854 \cdot 10^3 - 0,114 \cdot 10^{-3}P_1 - 0,169 \cdot 10^{-3}P_2 + 0,91 \cdot 10^{-5}P_1^2 + 1,49 \cdot 10^{-5}P_2^2.$$

Целевое условие экономичности φ_1 определяется по затратам на станции и по электропередачам данного класса, типа и длины с учетом потерь активной мощности при передаче заданных мощностей.

Целевое условие φ_2 сформулировано по разнице напряжений источников питания, что определяет значение уравнительного тока и распределение напряжений по узловым пунктам [8] и соответствует для данной расчетной схемы условию качества электроснабжения по мини-

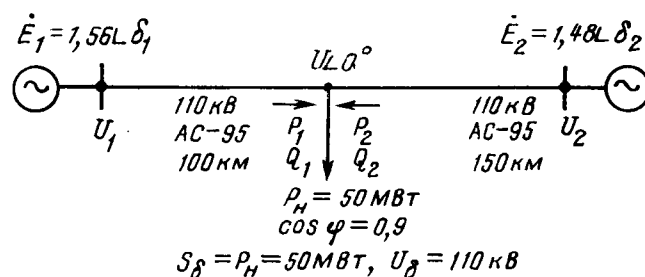


Рис. 1

муму срабатываний средств управления [7]. Значения коэффициентов целевого условия надежности φ_3 получены путем обработки данных пассивного эксперимента о времени безаварийной работы за год $t_{б.а.р}$ электропередач данного класса напряжения, типа и длины трассы и их загрузки P по активной мощности [9]:

P_1 , МВт	0	25	50
$t_{б.а.р}$, ч	8750	8725	8600
P_2 , МВт	0	25	50
$t_{б.а.р}$, ч	8745	8700	8500

Результаты решений¹ двойственных компромиссов данной задачи в комбинациях целевых условий 1,2; 1,3; 2,3 представлены на рис. 2 в виде кривых и аналитических зависимостей φ_i ($i=3$).

Уравнение КМ (7) в трехмерном пространстве целевых условий $\tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2, \tilde{\varphi}_3$ записывается в виде

$$\varphi_{KM} = 12,61 - \frac{9,95}{\tilde{\varphi}_1} + \frac{2,01}{\tilde{\varphi}_1^2} + \frac{0,38 \cdot 10^{-6}}{\tilde{\varphi}_2} + \frac{0,06 \cdot 10^{-9}}{\tilde{\varphi}_2^2} + \frac{0,08}{\tilde{\varphi}_3} + \frac{0,034}{\tilde{\varphi}_3^2} - (\tilde{\varphi}_1 + \tilde{\varphi}_2 + \tilde{\varphi}_3) = 0. \quad (10)$$

Результирующее решение КМ определяется как точка пересечения общих линий для двух плоскостей $s/$ и $s2$ и компромиссной поверхности $\varphi_{KM} = 0$. Если линии пересечения двух плоскостей, соответствующих дополнительным условиям $s/$ и $s2$, и поверхности параллельны или не пересекаются в пределах поверхности КМ, то это позволяет судить о недостаточности гипотез, принимаемых в качестве дополнительных условий, и по крайней мере одно из условий φ_i должно быть изменено.

В качестве первого дополнительного условия φ_{s1} учитывается устойчивость генераторов двухмашинной схемы, определяемая в виде

$$\varphi_{s1} = \frac{\delta_{12п} - \delta_{12}}{\delta_{12п}} = k_{ст1}, \quad (11)$$

где $k_{ст1}$ — расчетное значение коэффициента запаса статической устойчивости генераторов; δ_{12} — текущее значение относительного угла между э. д. с. генераторных станций для разных значений потокораспределений мощностей между источниками; $\delta_{12п}$ — значение относительного угла, соответствующее предельному значению относительного ускорения

$$\alpha_{12п} = \frac{1}{T_{J1}} \frac{dP_1}{d\delta_{12}} - \frac{1}{T_{J2}} \frac{dP_2}{d\delta_{12}} = 0. \quad (12)$$

¹ Расчеты выполнялись с инженерами Юнцовым К. П. и Крутиковым Е. Г.

Результаты расчетов устойчивости генераторов по формулам (11, 12) представлены

P_1 , о. е.	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
k_{CT1}	1,35	1,26	1,17	1,08	1,00	0,92	0,83	0,76	0,65
$\bar{k}_{CT1}$	1	0,87	0,74	0,61	0,50	0,38	0,16	0,15	0

Угловые коэффициенты k_{s1} плоскости $s1$ в трехмерном пространстве целей определяются из систем линейных уравнений по значениям критериев основных и дополнительных условий, чему соответствует аддитивная форма соотношений (при $P_1=0,2; 0,5; 0,8$);

$$\left. \begin{aligned} 0,875 &= 0,4278k_1 - 0,4361k_2 + 0,6692k_3; \\ 0,501 &= 0,3847k_1 + 0,0175k_2 + 0,419k_3; \\ 0,153 &= 0,3948k_1 + 0,099k_2 + 0,4616k_3. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Уравнение секущей плоскости $s1$ может быть определено, если ее свободный член записан как нормализованное и нормированное значение коэффициента запаса устойчивости, принимаемое в допустимых пределах:

$$0,379 = -55,73\tilde{\varphi}_1 - 23,73\tilde{\varphi}_2 - 53,13\tilde{\varphi}_3. \quad (14)$$

В качестве второго дополнительного условия φ_{s2} учитывается статическая устойчивость нагрузки, рассчитываемая по практическому критерию $\frac{d\Delta Q}{dU} > 0$ (путем решения систем нелинейных уравнений электрического баланса относительно $Q_1, Q_2, U, \delta_1, \delta_2$). По знаку небаланса реактивной мощности генераторов и нагрузки определяется область устойчивости $\Delta Q(U) > 0$ в вариациях потокораспределений активных мощностей между источниками и рассчитывается значение критического напряжения $U_{кр}$ на шинах нагрузки, при котором указанная производная равна нулю.

Значения критериев дополнительного условия φ_{s2} рассчитываются как значения коэффициентов устойчивости нагрузки по формуле

$$\varphi_{s2} = \frac{U - U_{кр}}{U} = k_{CT2}, \quad (15)$$

где U — текущее значение напряжения на нагрузке при постоянных значениях э. д. с. генераторных станций и постоянстве мощностей нагрузки. Результаты расчетов устойчивости нагрузки приведены ниже:

P_1 , о. е.	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
U	1,064	1,045	1,020	0,998	0,978	0,923	0,870	0,860	0,850
Q_1	-0,132	-0,063	0,006	0,108	0,203	0,321	0,463	0,623	0,773
Q_2	1,306	1,062	0,751	0,417	0,278	0,083	-0,139	-0,324	-0,512
$\Delta Q_{нб}$	0,689	0,515	0,267	0,037	-0,002	-0,078	-0,160	-0,180	-0,222
k_{CT2}	0,078	0,062	0,039	0,0185	0,018	0,096	0,125	-0,140	-0,154
$\bar{k}_{CT2}$	1	0,912	0,737	0,692	0,623	0,339	0,1075	0,0575	0

Аналогично ранее рассмотренному определяется уравнение плоскости $s2$ в виде соотношения

$$0,391 = -123,36\tilde{\varphi}_1 - 55,22\tilde{\varphi}_2 + 121,84\tilde{\varphi}_3. \quad (16)$$

Так как условия устойчивости генераторов и нагрузок для схемы на рис. 1 являются совместными, то решение уравнений (10, 14, 16) позволяет определить значения критериев результирующих решений: $\varphi_1^*=0,382$; $\varphi_2^*=0,29 \cdot 10^{-3}$; $\varphi_3^*=0,4$, а из любой пары из них — значения параметров результирующего управления: $P_1^*=30,06$ МВт; $P_2^*=19,94$ МВт.

Вектор параметров P^* является единственным совпадающим управлением из допустимого набора оптимальных управлений по каждому из трех целевых условий,

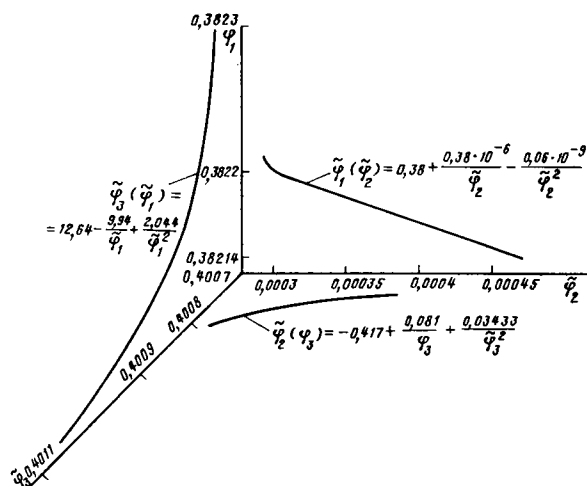


Рис. 2

Выводы. 1. Оптимальная стратегия выбора решающего правила в компромиссном множестве может быть определена единственным образом по данным расчетов нормальных режимов и устойчивости.

2. Использование основных решающих правил обеспечивает адекватность результатов с расчетами по формуле скалярной оптимизации со значениями весовых коэффициентов разных целей $\gamma_1=0,487$; $\gamma_2=0,310^{-2}$; $\gamma_3=0,51$. Таким образом, значения весовых коэффициентов моделей скалярной оптимизации могут быть обоснованы на основе многоцелевой оптимизации.

3. Учет условий оптимальности в виде основных по качеству электроснабжения φ_2 и по надежности φ_3 приводит к смещению (до 3 %) параметров решений распределения мощностей между источниками в двухмашинной схеме по сравнению с результатами, полученными из целевого условия экономичности: $P_1^*(\varphi_1)=29,66$ МВт; $P_2^*(\varphi_1)=20,34$ МВт.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Окороков В. Р. Некоторые научные и методические задачи системных исследований. — Энергетика и транспорт, 1980, № 3.
- Борисов Р. И. Многоцелевая оптимизация управления функционированием и развитием дальних линий электропередач переменного тока и электрических сетей по технико-экономическим показателям. Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук. Новосибирск. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, НЭТИ.
- Федоров В. К. К вопросу об управлении энергосистемой при условии дефицита генераторной мощности. — Изв. вузов. Энергетика, 1980, № 3.
- Хайн М., Глазунов А. А. Выбор экономически целесообразных расчетных значений токов короткого замыкания в системах электроснабжения промпредприятий. — Электричество, 1981, № 2.
- Борисов Р. И., Грунин О. М. Многоцелевая оптимизация выбора решений управления дальней передачей переменного тока. — Изв. вузов. Энергетика, 1979, № 9.
- Борисов Р. И., Мойзес Б. Б. Эквивалентирование параметров дальних электропередач переменного тока при многоцелевой оптимизации решений проектирования. — Изв. вузов. Энергетика, 1980, № 2.
- Многоцелевая динамическая оптимизация управления электроэнергетическими системами/Р. И. Борисов, Б. Б. Мойзес, О. М. Грунин, А. А. Иринчеев. — Изв. вузов. Энергетика, 1981, № 8.
- Баркан Я. Д. Проблемы централизованного регулирования напряжения. — В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. — Рига: Энергия, 1968.
- Электрические системы, т. 8./Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1982.

[18.04.85]

Выявление асинхронного режима генератора по сопротивлению, измеренному на его выводах

ГАММ Б. З., ТОНЫШЕВ В. Ф.

Выявительные органы защит генераторов от потери возбуждения могут быть построены на основе реле сопротивления. Подобные защиты разрабатываются и применяются за рубежом [1—2]. Известны защиты от асинхронного режима (ЗАР), построенные на этом же принципе, и в отечественной практике [3—4]. Однако достаточно подробный анализ рабочих характеристик таких Z-выявителей, а также возможности их использования не проводился.

Рассмотрим асинхронный ход в простейшей схеме, когда генератор работает на шине бесконечной мощности (ШБМ) через внешнее сопротивление $X_{\text{внеш}}$. Предполагается, что скольжение вектора э. д. с. E_q относительно вектора U_0 (напряжения ШБМ) неизменно, т. е. $S = \text{const}$. Регулирование возбуждения отсутствует: $E_q = \text{const}$.

Измеряемое сопротивление на зажимах генератора $Z_{\text{изм}}$ определим по напряжению $\dot{U}_r$ и току $\dot{I}_r$ в точке измерения:

$$Z_{\text{изм}} = \frac{\dot{U}_r}{\dot{I}_r}. \quad (1)$$

Здесь в соответствии с [5] выражения для напряжения $\dot{U}_r$ и тока $\dot{I}_r$ при наличии постоянного скольжения S между векторами $\dot{E}_q$ и U_0 имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_r &= U_0 + \frac{E_q X_{\text{внеш}}}{X_r + X_{\text{внеш}}} e^{j\delta} - U_0 X_{\text{внеш}} \dot{Y}_z(jS); \\ \dot{I}_r &= -\frac{E_q}{X_r + X_{\text{внеш}}} e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \delta\right)} + U_0 \dot{Y}_z(jS) e^{j\frac{\pi}{2}}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В выражениях (2)

$$\dot{Y}_z(jS) = \frac{1}{X_{\text{внеш}} + \dot{X}_{r, \text{cp}}(jS)}, \quad (3)$$

где $\dot{X}_{r, \text{cp}}(jS)$ — сопряженный комплекс частотной характеристики генератора без учета асимметрии синхронной машины, когда $X_{r, \text{cp}}(jS) = X_d(jS) = X_q(jS)$.

Подставляя в формулу (1) соответствующие значения токов и напряжений (2), получаем после несложных преобразований:

$$Z_{\text{изм. ас}} = e^{-j\frac{\pi}{2}} \left[\frac{1}{\dot{Y}_z(jS) - \frac{K_p}{X_r + X_{\text{внеш}}} e^{j\delta_{\text{ас}}}} - X_{\text{внеш}} \right], \quad (4)$$

где $K_p = \frac{E_q}{U_0}$ — одна из координат, определяющих границу области срабатывания выявительного органа ЗАР; δ — текущий угол по электропередаче, непрерывно возрастающий при $S = \text{const}$.

В случае $K_p = 0$, т. е. при полной потере возбуждения, выражение (4) преобразуется к виду:

$$Z_{\text{изм. ас}} = e^{-j\frac{\pi}{2}} \dot{X}_r(jS). \quad (5)$$

Таким образом, измеряемое в асинхронном режиме на зажимах генератора сопротивление $Z_{\text{изм. ас}}$ при полной потере возбуждения есть не что иное, как сопря-

женный комплекс частотной характеристики генератора, смещенный на $-\pi/2$.

Поскольку в реальных машинах $X_d(jS) \neq X_q(jS)$, измеряемые в асинхронных режимах сопротивления располагаются в области, ограниченной кривыми $e^{-j\frac{\pi}{2}} \dot{X}_d(jS)$ и $e^{-j\frac{\pi}{2}} \dot{X}_q(jS)$.

Если скольжение отсутствует, т. е. в нормальных режимах, измеряемое на выводах генератора сопротивление $Z_{\text{н. р}}$ можно определить из (4) при

$$\dot{Y}_z(0) = \frac{1}{X_r + X_{\text{внеш}}} \quad (6)$$

как

$$Z_{\text{изм. н. р}} = e^{-j\frac{\pi}{2}} \left[\frac{X_r + X_{\text{внеш}}}{1 - K_p e^{j\delta_{\text{н. р}}}} - X_{\text{внеш}} \right] \quad (7)$$

или

$$Z_{\text{изм. н. р}} = e^{-j\frac{\pi}{2}} \left[\frac{X_r + X_{\text{внеш}} K_p e^{j\delta_{\text{н. р}}}}{1 - K_p e^{j\delta_{\text{н. р}}}} \right]. \quad (8)$$

В выражениях (7), (8) $\delta_{\text{н. р}}$ — возможные значения углов электропередачи в нормальных режимах. Полученные выражения (4), (7), (8) могут быть использованы как для построения границ областей срабатывания выявительных органов ЗАР, так и для рассмотрения вопросов отстройки ЗАР от нормальных режимов и режимов глубоких качаний, не сопровождающихся выпадением из синхронизма. При этом определяющим является понятие асинхронного режима. Согласно [6], асинхронным режимом генератора, который должен выявляться соответствующей защитой (ЗАР), будем называть аномальный режим, сопровождающийся проворотами ротора относительно поля статора (или вектора напряжения на выводах блока генератор — трансформатор). Выявительный орган ЗАР должен фиксировать факт попадания электрического центра качаний (ЭЦК) внутрь защищаемой зоны. При возникновении ЭЦК на линии электропередачи должна действовать системная автоматика прекращения асинхронного хода.

Граница области срабатывания определяет условия вхождения ЭЦК при наличии асинхронного хода внутрь защищаемой зоны (глубже зажимов генератора или блока генератор — трансформатор). Исходя из граничного условия, что при попадании ЭЦК на зажимы генератора напряжение $\dot{U}_r$ при расхождении векторов U_0 и $\dot{E}_q$ на 180° снижается до нуля, получаем из (1) соответствующее граничное условие для Z_r :

$$Z_{r, \text{ас}} = 0, \quad (9)$$

которое правомерно, если $I_r \neq 0$.

Используя условие (9), из формулы (4) несложно получить выражение для границы области срабатывания ЗАР:

$$K_p r_p = \frac{E_q}{U_0} = \pm X_z \left[Y_{\text{внеш}} - \dot{Y}_z(jS) \right] e^{-j\delta}. \quad (10)$$

Поскольку $K_p r_p = \frac{E_q}{U_0}$ — величина вещественная, то

очевидно, что равенство (9) имеет смысл, когда

$$\arg[Y_{\text{внеш}} - \dot{Y}_Z(jS)] = \delta. \quad (11)$$

Тогда

$$K_{p \text{ гр}} = \frac{E_q}{U_0} = \left| \frac{X_Z X_r(jS)}{X_{\text{внеш}} [X_{\text{внеш}} + X_r(jS)]} \right|. \quad (12)$$

Выражение (12) является аналитической формулой, определяющей границу области срабатывания выявителя ЗАР на реле сопротивления. Она идентична граничной кривой области срабатывания абсолютной ЗАР по внутреннему углу генератора, когда ЭЦК находится на выводах генератора. Для изменения границы области срабатывания выявителя ЗАР в случае необходимости расширения защищаемой зоны при подключении защиты не на зажимы генератора, а например, за блочным трансформатором, достаточно изменить настройку Z -выявителя. Получить граничные условия срабатывания в этом случае можно из тех же выражений (4)–(12), где вместо X_r и $\dot{X}_r(jS)$ следует соответственно учитывать $X_{\text{зоны}} = X_r + X_{\text{доп}}$ $\dot{X}_{\text{зоны}}(jS) = \dot{X}_r(jS) + \dot{X}_{\text{доп}}$, где $X_{\text{доп}}$ — реактанс трансформатора и участка линии электропередачи, который нужно защитить. Соответственно вместо $X_{\text{внеш}}$ необходимо учитывать эквивалентное сопротивление $X_{\text{внеш.э}} = X_{\text{внеш}} - X_{\text{доп}}$. В частных случаях получаем:

$$K_{p \text{ гр}} = \frac{X_r}{X_{\text{внеш}}}; \quad (13)$$

при $S = 0$

$$K_{p \text{ гр}} = \frac{1 + \frac{X_r}{X_{\text{внеш}}}}{1 + \frac{X_{\text{внеш}}}{X''}}$$

при $S = \infty$

Для анализа, измеряемого на зажимах генератора сопротивления $\dot{Z}_{\text{изм.ас}}$ в зависимости от значений K_p , $X_{\text{внеш}}$, δ , S выражение (4) не совсем удобно. Более наглядно можно провести анализ некоторой функции (смещенной проводимости) $\dot{Y}_{\text{см.ас}}$, связанной с исследуемым сопротивлением простым соотношением

$$\dot{Y}_{\text{см.ас}} = \frac{1}{\dot{Z}_{\text{изм.ас}} e^{j\frac{\pi}{2}} + X_{\text{внеш}}}. \quad (15)$$

Тогда (4) с учетом формулы (15) приобретает вид:

$$\dot{Y}_{\text{см.ас}} = \dot{Y}_Z(jS) - \frac{K_p}{X_r + X_{\text{внеш}}} e^{j\delta_{\text{ас}}}.$$

Выражение (16) легко поддается геометрической интерпретации. Собственно $\dot{Y}_{\text{см.ас}}$ представляет собой сумму двух векторов, геометрическим местом концов одного из которых является частотная характеристика электропередачи $\dot{Y}_Z(jS)$, определяемая только скоростью изменения угла поворота ротора $\delta_{\text{ас}}$, т. е. скольжением S . Эта же частотная характеристика $\dot{Y}_Z(jS)$ является геометрическим местом концов вектора $\frac{K_p}{X_r + X_{\text{внеш}}} e^{j\delta_{\text{ас}}}$. Последний представляет собой радиус окружности, по которой скользит при изменении $\delta_{\text{ас}}$ точка начала вектора $\frac{K_p}{X_r + X_{\text{внеш}}} e^{j\delta_{\text{ас}}}$. Таким образом, при асинхронном

ходе по электропередаче со скольжением S геометрическим местом возможных значений $\dot{Y}_{\text{см.ас}} = f(\dot{Z}_{\text{г.ас}})$, зависящих от измеренного на зажимах генератора сопротивления $\dot{Z}_{\text{г.ас}}$, является окружность радиусом

$$R = \frac{K_p}{X_r + X_{\text{внеш}}} \quad (17)$$

с центром в точке, лежащей на частотной характеристике $\dot{Y}_Z(jS)$ и определяемой величиной скольжения S (рис. 1).

Из соотношения (15), в частности, следует, что в граничном случае попадания ЭЦК на зажимы генератора, когда при $\delta_{\text{ас}} = \pi$ $\dot{U}_r = \dot{Z}_{\text{г.ас}} = 0$ значение смещенной проводимости $\dot{Y}_{\text{см.ас}}$ имеет конкретную критическую величину:

$$Y_{\text{см.ас}} = \frac{1}{X_{\text{внеш}}}. \quad (18)$$

Соответствующее значение радиуса $R_{\text{кр}}$ критической окружности, обязательно проходящей при любом S через точку с координатами $\left(\frac{1}{X_{\text{внеш}}}; 0\right)$, определяется по формуле (17) при подстановке значения $K_p = K_{p \text{ гр}}$, из формулы (12)

$$R_{\text{кр}} = \left| \frac{X_r(jS)}{X_{\text{внеш}} [X_{\text{внеш}} + X_r(jS)]} \right| \quad (19)$$

или вместо (12) по выражению (10):

$$R_{\text{кр}} = |Y_{\text{внеш}} - \dot{Y}_Z(jS)|. \quad (20)$$

Как следует из (19) и (20), величина $R_{\text{кр}}$ зависит от скольжения S в асинхронном режиме. Так,

$$\left. \begin{aligned} \text{при } S = 0 \\ R_{\text{кр}} &= \frac{X_r}{(X_{\text{внеш}} + X_r) X_{\text{внеш}}}; \\ \text{при } S = \infty \\ R_{\text{кр}} &= \frac{X''}{(X_{\text{внеш}} + X_r) X_{\text{внеш}}} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

При вариации величины $X_{\text{внеш}}$ от нуля до бесконечности изменяется, во-первых, величина $R_{\text{кр}}$ от бесконечности до нуля, а во-вторых, частотная характеристика $\dot{Y}_Z(jS)$, которая при $X_{\text{внеш}} = 0$ равна $\dot{Y}_r(jS)$, а при $X_{\text{внеш}} = \infty$ равна нулю. Таким образом, при $X_{\text{внеш}} = 0$, когда при наличии асинхронного хода ЭЦК всегда находится внутри генератора, область срабатывания выявителя находится внутри круга бесконечного радиуса, т. е. во всем диапазоне возможных изменений $\dot{Y}_{\text{см.ас}}$. При $X_{\text{внеш}} = \infty$ радиус круговой границы области срабатывания стремится к нулю и область срабатывания отсутствует, что соответствует фактическому положению вещей, т. е. ЭЦК попадает внутрь генератора лишь при $K_p \rightarrow \infty$.

Из анализа выражения (20) для граничных кривых следует, что эти граничные кривые, соответствующие попаданию ЭЦК на зажимы генератора и определяющие области срабатывания выявительных органов на реле сопротивления, зависят от значений установившегося в асинхронном режиме скольжения S . Следовательно, для избирательного действия реле сопротивления ЗАР только при попадании ЭЦК внутрь синхронного генератора область срабатывания этого реле должна коррек-

тироваться по величине установившегося скольжения при известных частотных характеристиках синхронного генератора — известной величине внешнего сопротивления $X_{\text{внеш}}$.

Теперь отобразим в тех же смещенных координатах возможные сопротивления, замеренные на зажимах генератора в нормальных режимах, когда $S=0$. Из (15) и (17) следует:

$$\dot{Y}_{\text{см. н. р.}} = \frac{1}{\dot{Z}_{\text{изм. н. р.}} e^{j\frac{\pi}{2}} + X_{\text{внеш}}} = \frac{1}{X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}}} - \frac{K_p}{X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}}} e^{j\delta_{\text{н. р.}}} = Y_{\Sigma} (1 - K_p e^{j\delta_{\text{н. р.}}}). \quad (22)$$

Так как угол $\delta_{\text{н. р.}}$ нормального режима может лежать в пределах $0 \leq \delta_{\text{н. р.}} \leq \pi/2$, область возможных значений сопротивлений, замеренных в нормальных режимах, в смещенной системе координат (рис. 1) лежит в III-м квадранте при любых K_p . Таким образом, область срабатывания реле сопротивления, отстроенного от асинхронного хода при ЭЦК вне генератора и от нормальных режимов работы генератора при $\delta \leq 90^\circ$, расположена в IV-м квадранте и ограничена осью абсцисс и прямой, параллельной оси ординат и отстоящей от центра координат на величину $\frac{1}{X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}}}$, а также окружностями

с центром на частотной зависимости $\dot{Y}_{\Sigma}(jS)$ и радиусом $R_{\text{кр}} = |Y_{\text{внеш}} - \dot{Y}_{\Sigma}(jS)|$, зависящим от скольжения S .

При условии

$$X_{\text{внеш}} \geq \frac{X_{\Gamma} X_{\Gamma}'}{X_{\Gamma} - 2X_{\Gamma}'} \quad (23)$$

отрезок оси абсцисс может быть исключен из границы области срабатывания Z-выявителя. Однако для современных турбогенераторов с типовыми параметрами $X_{\Gamma} \approx 1,8$ о. е. и $X_{\Gamma}' \approx 0,2$ о. е. условие (23) соблюдается при $X_{\text{внеш}} > 0,26$ о. е., в то время как реальные значения $X_{\text{внеш}}$ могут быть меньше 0,26 о. е.

Итак, выявительный орган с характеристикой срабатывания, определяемой линией $\left[\dot{Y}_{\Sigma}(jS) - \frac{1}{X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}}} \right]$

и отрезком оси абсцисс между точками $\frac{1}{X_{\Gamma}' + X_{\text{внеш}}}$

и $\frac{1}{X_{\text{внеш}}}$, распознает асинхронные режимы

с ЭЦК внутри генератора селективно по отношению к асинхронному ходу с ЭЦК вне генератора и не срабатывает в нормальных режимах, когда $\delta_{\text{н. р.}} \leq 90^\circ$.

В режиме глубоких синхронных качаний угол δ может достигать значений, больших $\pi/2$, вплоть до $\delta = \pm\pi$. В этом случае, как следует из рис. 1, измеренное на зажимах генератора сопротивление $\dot{Z}_{\text{изм}}$ (или смещенная проводимость $\dot{Y}_{\text{см. н. р.}}$) может попасть внутрь области срабатывания выявителя асинхронного режима на реле сопротивления.

Условие отстройки Z-выявителя является непересечение линии режимов с границей области срабатывания. Предельный по этому условию угол качаний приближенно может определить из пересечения окружностей (рис. 1), одна из которых имеет радиус $R_1 = \frac{E_q}{U_0(X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}})}$

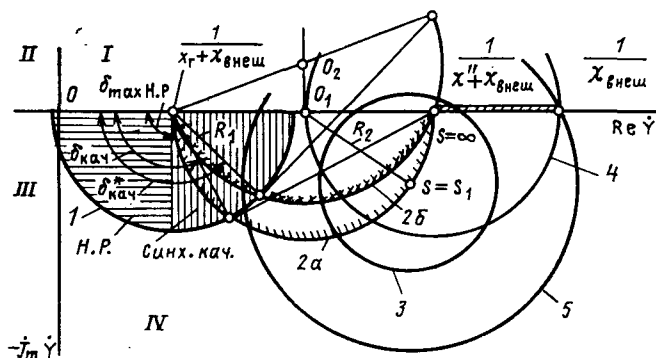


Рис. 1. Характеристики срабатывания Z-выявителя в смещенных координатах на комплексной плоскости проводимостей при $X_{\Gamma}=2,0$ о. е., $X_{\Gamma}'=0,2$ о. е.; $X_{\text{внеш}}=0,6$ о. е.:

1 — $\dot{Y}_{\text{см}}$ в нормальном режиме; 2, а — $\dot{Y}_{\Sigma}(jS)$; 2, б — $\dot{Y}_{\Sigma\text{см}}(jS)$; 3 — слагаемая проводимости от наличия э. д. с. ($K_p=1$); 4, 5 — критические значения проводимости при наличии э. д. с. для двух значений скольжения (4 — $S=\infty$, 5 — $S=S_1$).

$= \frac{K_p}{X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}}}$ и центр в точке с координатами $\left(\frac{1}{X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}}}; 0 \right)$, а другая — радиус $R_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{X_{\Gamma}' + X_{\text{внеш}}} - \frac{1}{X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}}} \right)$ и центр в точке, смещенной по оси абсцисс на величину $\left(R_2 + \frac{1}{X_{\Gamma} + X_{\text{внеш}}} \right)$. Из рис. 1 следует условие отстройки от качаний:

$$\delta_{\text{кач}} \leq \pi - \varphi, \quad (24)$$

где

$$\varphi = \arccos \frac{R_1}{2R_2} = \frac{K_p (X_{\text{внеш}} + X_{\Gamma}')}{X_{\Gamma} - X_{\Gamma}'}. \quad (25)$$

Предельно допустимый угол качаний тем больше, чем больше соотношение $K_p = \frac{E_q}{U_0}$. В предельном случае, когда $R_1 = R_2$, т. е. при

$$\frac{K_p (X_{\text{внеш}} + X_{\Gamma}')}{X_{\Gamma} - X_{\Gamma}'} \geq 1 \quad (26)$$

опасности ложного срабатывания Z-выявителя при глубоких качаниях не существует.

Построения и рассуждения, проведенные в плоскости проводимостей, можно провести и в традиционном используемой комплексной плоскости сопротивлений, используя для этого соотношения (7), (8), (15). Результаты таких построений приведены на рис. 2 применительно к следующим параметрам синхронной машины и внешней сети: $X_{\Gamma}=2,0$ о. е., $X_{\Gamma}'=0,2$ о. е., $X_{\text{внеш}}=0,6$ о. е. В связи с тем, что характерные линии на плоскости $\dot{Z}$, определяющие существенные свойства Z-выявителей, являются сложными функциями режимных параметров K_p и δ_0 , количественный, а в ряде случаев и качественный анализ работоспособности таких выявителей на $\dot{Z}$ -плоскости является затруднительным.

Для оценки такого важного показателя Z-выявителей, как их устойчивость к синхронным качаниям, при

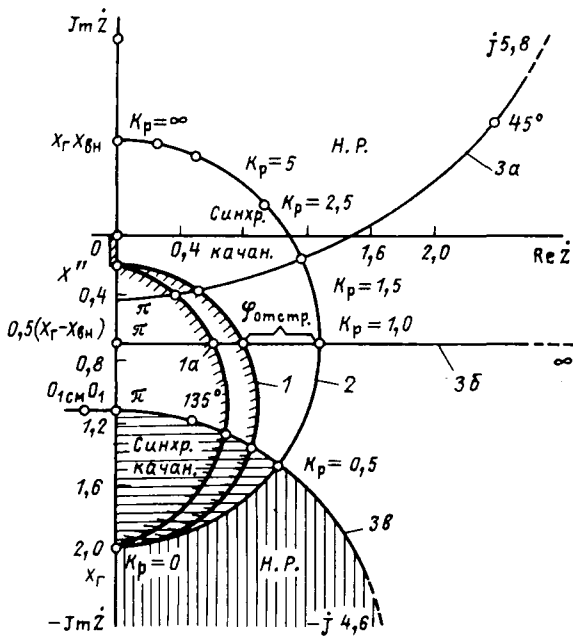


Рис. 2. Характеристика срабатывания Z-выявителя в комплексной плоскости сопротивлений:

1 — $Z_r(jS)$; 2 — линия равных углов $\delta = \frac{\pi}{2} = \text{const}$; 3 — области нормальных режимов, а — $K_p = 1,5$, б — $K_p = 1$, в — $K_p = 0,5$ (недовозбуждение).

использовании построений в Z -плоскости (рис. 2) необходимо определить точки пересечения серии окружностей $K_p = \text{const}$ (кривые 3) с линией срабатывания (кривая 1) и далее, построив серию окружностей $\delta_0 = \text{const}$ (кривые 2), определить, какая из них проходит через ранее определенную точку пересечения. Это значение δ_0 и будет являться предельным углом синхронных качаний, при котором Z-выявитель с данной характеристикой (кривая 1) еще не срабатывает.

Отображение характеристики Z-выявителей и измеряемых сопротивлений $Z_{взм}$ на плоскость Y с помощью функции (15) позволяет не только анализировать особенности Z-выявителей, но и синтезировать желаемые свойства. Так, для оценки устойчивости Z-выявителей к синхронным качаниям из геометрических построений (рис. 1) получено соответствующее аналитическое условие (24), (25). На рис. 3 приведены номограммы, построенные по выражениям (24), (25) применительно к мощным турбогенераторам. Номограмма представляет собой зависимости $K_p = F(\delta_{\text{нач}}; X_{\text{внеш}}^*)$, полученные при параметрах генератора $X_r = 2,0$ о. е., $X_r' = 0,2$ о. е.; по оси абсцисс откладывается $X_{\text{внеш}}^* = \frac{X_{\text{внеш}}}{X_r}$. Особо

выделена область с реальными значениями схемных ($X_{\text{внеш}}^* \leq 3$) и режимных ($K_p \leq 2$) параметров. Из рис. 3 видно, что при малых $X_{\text{внеш}}^*$ вероятность ложного срабатывания Z-выявителя при глубоких синхронных качаниях достаточно велика. Это является одним из самых существенных недостатков Z-выявителей, от которого, однако, можно в значительной мере избавиться. Характеристика срабатывания Z-выявителя должна отражать частотные характеристики защищаемой синхронной машины, которые приближенно можно описать окружностью (кривая 2, а, рис. 1), что используется при ре-

ализации Z-выявителя на реле сопротивления. В действительности частотные характеристики генератора имеют за счет многоконтурности ротора уплощенную форму, которую можно также представить окружностью (кривая 2, б, рис. 1) большего, чем исходный, радиуса и смещенной по мнимой оси. При реализации такой характеристики срабатывания на реле сопротивления предельный угол качаний, при котором еще не наблюдается ложное срабатывание Z-выявителя, существенно увеличивается, что видно из следующего соотношения:

$$\varphi^* = \arccos \left[\varphi \cos \left(2 \arctg \frac{1}{\mu} - \frac{\pi}{2} \right) \right] - \left(2 \arctg \frac{1}{\mu} - \frac{\pi}{2} \right), \quad (27)$$

где

$$\mu = \frac{2 \operatorname{Im} Y_{\max}(jS)}{X_r + X_{\text{внеш}} - X_r} < 1 \quad (28)$$

— коэффициент уплощенности частотной характеристики.

Соответствующие зависимости $K_p = F^*(\delta_{\text{нач}}; X_{\text{внеш}})$ при тех же, что и ранее, параметрах генератора и $\mu = 0,5$, приведенные на рис. 3, показывают существенное улучшение качества Z-выявителя для реальных значений схемных и режимных параметров.

Поведение сопротивления, измеренного на выводах генератора, при синхронных качаниях, полной и частичной потере возбуждения было исследовано путем расчетов этих режимов на ЦВМ. Расчеты проведены для гидрогенератора с параметрами $P_{\text{ном}} = 240$ мВт; $\cos \varphi = 0,85$; $X_d = 1,305$ о. е.; $X_q = 0,902$ о. е.; $X_{ad} = 1,1$ о. е.; $X_{aq} = 0,698$ о. е.; $X_{\sigma} = 0,204$ о. е.; $X_d' = 0,353$ о. е.; $X_d'' = 0,241$ о. е.; $X_q' = 0,237$ о. е.; $T_j = 10$ с; $X_{\text{внеш}} = 0,13$ о. е.

Моделирование полной потери возбуждения осуществлялось отключением АГП с замыканием обмотки ротора на десятикратное гасительное сопротивление. Частичная потеря возбуждения достигалась принудительным снижением возбуждения до заданного уровня из доаварийного режима $P_0 = 0,85$ о. е., $Q_0 = 0,25$ о. е. (точка Н. Р. 1, 2 на рис. 4). Синхронные качания имитировались кратковременным отклонением скольжения ротора исследуемого генератора от нулевого значения в режиме $P_0 = 0,1$ о. е., $Q_0 = 0,15$ о. е. (точка Н. Р. 3 на рис. 4).

На рис. 4 нанесены желаемые характеристики срабатывания Z-выявителей (с учетом уплощенности реаль-

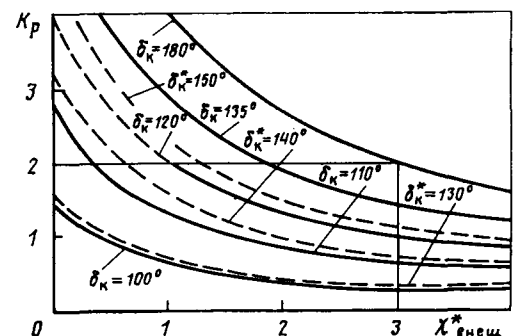


Рис. 3. Характеристики чувствительности Z-выявителей к синхронным качаниям:

— — — — — характеристики при круговой области срабатывания с центром на оси; — — — — — характеристики при круговой области срабатывания, смещенной по оси.

ных частотных характеристик защищаемого генератора) и траектории движения вектора измеряемого сопротивления $\dot{Z}_{изм}$ в точке подключения выявителя при потере возбуждения (траектории 1,2) и глубоких синхронных качаниях (траектория 3). Таким образом, Z -выявитель с характеристикой срабатывания (в плоскости проводимостей), определяемой линией в виде части окружности $\left[\dot{Y}_Z(jS) - \frac{1}{X_r + X_{внеш}} \right]$ со смещением центра в отрицательную сторону по мнимой оси проводимости, и отрезком действительной оси между точками $\frac{1}{X_r + X_{внеш}}$ и

$\frac{1}{X_{внеш}}$, надежно выявляет режимы как с полной (траектория 1), так и с частичной (траектория 2) потерей возбуждения. Соответствующая характеристика срабатывания Z -выявителя в плоскости сопротивлений $\dot{Z}$ представляет собой зависимость $\dot{Z}_{ср} = e^{-j\frac{\pi}{2}} X_r^* (jS)$ или приближенно часть окружности, размещенной в IV-м квадранте и пересекающей ось ординат в точках $-X_r$; X_r^* , которая дополняется отрезком оси ординат от начала координат до точки $-X_r^*$. При этом радиус окружности R с учетом коэффициента μ уплощенности реальной частотной характеристики генератора определяется как

$$R = \frac{X_r - X_r^*}{4\mu} (\mu^2 + 1). \quad (29)$$

Центр ее смещен в III-й квадрант в точку O_2 (рис. 2) с координатами $\text{Re } \dot{Z}_0 = \frac{X_r - X_r^*}{2\mu} (\mu^2 - 1)$; $\text{Im } \dot{Z}_0 = \frac{X_r + X_r^*}{2}$.

Смещение характеристики срабатывания позволяет отстроиться от глубоких синхронных качаний (траектория 3), т. е. устранить недостаток, присущий реле сопротивления с характеристикой, описанной в [4], а дополнение круговой характеристики срабатывания отрезком по оси ординат, исключает нечувствительность Z -выявителей к асинхронным режимам при частичной потере возбуждения и малых сопротивлениях связи с энергосистемой. Конец вектора сопротивления $\dot{Z}_{изм.ас}$, измеряемого в установившемся асинхронном режиме, либо находится на характеристике срабатывания в точке с соответствующим скольжением S , либо в случае электромагнитной несимметрии генератора, вращается вокруг этой точки с двойной частотой $2S$ скольжения, пересекая дважды за период указанную характеристику.

Для надежного срабатывания выявителя факт попадания измеряемого $\dot{Z}_{изм}$ в зону срабатывания должен фиксироваться в течение некоторого времени, для чего линию срабатывания необходимо сместить в область определенной ширины, расположенную слева от нее. В частности, зоной срабатывания Z -выявителя асинхронного режима может быть область, лежащая в IV-м квадранте и ограниченная с одной стороны осью ординат, а с другой — дугой смещенной окружности в IV-м квадранте с отрезком, параллельным оси ординат и расположенным от оси абсцисс до пересечения со смещенной окружностью в III-ем квадранте (рис. 2). Так как с точки зрения простоты технической реализации желаемых характеристик срабатывания Z -выявителей указанные границы области срабатывания слева, воз-

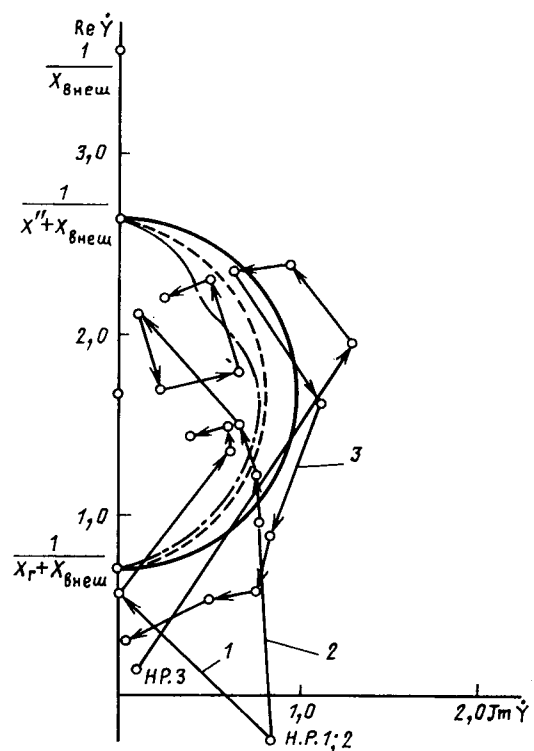


Рис. 4. Изменение полного сопротивления генератора в плоскости $\dot{Y}$:

— характеристика срабатывания Z -выявителя в комплексной плоскости проводимости при круговой области срабатывания с центром на оси $\text{Re } \dot{Y}$; — — — характеристика срабатывания Z -выявителя с учетом реальных частотных характеристик синхронного генератора; — — — характеристика срабатывания Z -выявителя при круговой области срабатывания со смещением центра по мнимой оси; 1 — изменение $\dot{Z}_r$ при полной потере возбуждения ($P_{н.р}=0,9$ о. е.); 2 — изменение $\dot{Z}_r$ при снижении возбуждения до $0,4U_{н.р}$ ($P_{н.р}=0,9$); 3 — изменение $\dot{Z}_r$ при синхронных качаниях ($P_{н.р}=0,1$ о. е., $Q_{н.р}=0,2$ о. е.)

можно, не являются оптимальными, то с целью упрощения реализации характеристика срабатывания может быть выполнена в виде эллипса, максимально приближенного к средним частотным характеристикам синхронных машин, большая ось которого совпадает с осью ординат, проходящего через точки $-X_d$ и $-X_d'$.

Существенной характеристикой выявителя асинхронного режима является их отстройка от режимов к. з. [7]. Анализ векторных диаграмм токов и напряжений на выводах изолированно работающего генератора [8], т. е. в точке подключения выявителей, в режимах внешних симметричных и несимметричных к. з. показывает, что Z -выявитель с рекомендуемой выше настройкой надежно отстроен от срабатывания в этих режимах, если сопротивление цепи к. з. имеет индуктивный характер. Если в цепи к. з. оказывается значительное активное сопротивление (при повреждении) или стартовая обмотка генератора обладает существенным активным сопротивлением, то векторы токов поворачиваются против часовой стрелки, что в сочетании с большими предаварийными нагрузками генератора деформирует векторную диаграмму, снижая селективность Z -выявителя по отношению к внешним несимметричным к. з. Однако защищаемый генератор работает, как правило, в составе сложной энергосистемы, когда параллельно с ним включены другие генераторы станции

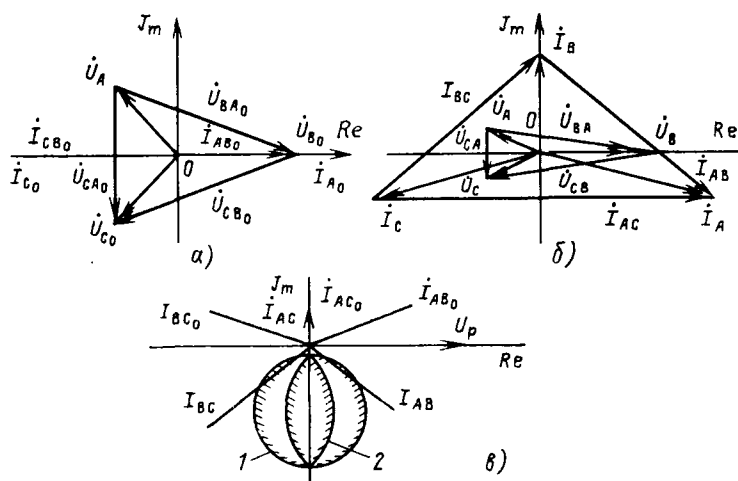


Рис. 5. Векторные диаграммы токов и напряжений на выводах генератора при однофазном к. з. в фазе А на выходе блочного трансформатора:

а — одиночная работа блока; б — блок генератор-трансформатор подключен к мощной системе; в — круговые (1) и смещенные (2) характеристики срабатывания Z-выявителя и фазы измеряемых сопротивлений $Z_{изм}$

или системы. При несимметричных к. з. подпитка тока к. з. со стороны эквивалентной системы может существенно исказить соотношение токов прямой, обратной и нулевой последовательностей, протекающих в точке подключения Z-выявителя, который при этом может ложно сработать. Величина вносимого параллельным источником искажения определяется соотношением параметров схем замещения прямой, обратной и нулевой последовательностей ветви, содержащей защищаемый генератор, и ветви эквивалентной системы, объединенных в точке к. з.:

$$K_0 = \frac{X_{0\partial}}{X_{06}}; \quad K_1 = \frac{X_{1\partial}}{X_{16}}; \quad K_2 = \frac{X_{2\partial}}{X_{26}},$$

где $X_{i\partial}$; $X_{i\partial}$ — сопротивления i -й последовательности от точки к. з. до точки приложения э. д. с. защищаемого генератора (блока) и эквивалентной системы соответственно.

Поскольку Z-выявитель наиболее часто включается на выводах генератора, а блочный трансформатор имеет группу соединений $\Delta/\Delta-11$, для оценки условий срабатывания этого выявителя достаточно проанализировать соотношение токов обратной и прямой последовательностей $m = \dot{I}_2/\dot{I}_1$, которое и определяет деформацию векторной диаграммы. Для простейшего в практике случая параллельной работы блока генератор-трансформатор (X_6) и эквивалентной системы (X_∂) в режиме холостого хода при отсутствии активных сопротивлений сети и дуги короткого замыкания получены коэффициенты $m = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}$ для различных видов несимметричных к. з. в

точке к. з. $m_\Sigma = \frac{\dot{I}_{2\Sigma}}{\dot{I}_{1\Sigma}} = \frac{\dot{I}_{26} + \dot{I}_{2\partial}}{\dot{I}_{16} + \dot{I}_{1\partial}}$ и в генераторной ветви

$m_6 = \frac{\dot{I}_{26}}{\dot{I}_{16}}$. Для сравнения те же коэффициенты $m_{60} = \frac{\dot{I}_{260}}{\dot{I}_{160}}$ получены для случая одиночного блока генера-

тор-трансформатор. Если защищаемый генератор работает на шины станции параллельно с большим числом блоков, то при к. з. на шинах станции имеем $K_0 \approx K_1 \approx K_2$, так как все генераторы, как правило, однотипны. В этом случае получаем соотношения токов $m = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}$ те же,

что и для случая одиночного генератора, когда, как показывает анализ векторных диаграмм [8], Z-выявитель не сработает при несимметричных к. з.

В случае разнотипности защищаемого и прочих генераторов станции либо в случае работы одного выделенного блока генератор-трансформатор на систему большой мощности ($X_\partial \approx 0$) через линию с $X_{\partial 1} \approx X_{\partial 2}$, т. е. в условиях либо временных, либо экспериментальных, имеем $K_0 \neq K_1 \neq K_2$. Как правило $K_2 > K_1$, что вызывает относительное увеличение токов обратной последовательности при любых видах несимметричных к. з. и может привести к ложному срабатыванию Z-выявителя. Отметим, что в этих случаях могут неселективно срабатывать и другие типы выявителей (по обратной реактивной мощности, по фазе между током и напряжением статора и т. п.). В качестве примера на рис. 5 приведены векторные диаграммы токов и напряжений для случая однофазного к. з. (фаза А) на выходах одиночного блока генератор-трансформатор (рис. 5, а) и случая его параллельной работы с мощной системой ($X_\partial = 0$) через линию с $X_{\partial 1} = X_{\partial 2} = 0,3$ о. е. (рис. 5, б) при следующих параметрах блока: $X_{r1} = 1,6$ о. е.; $X_{r2} = 0,21$ о. е.; $X_{r1} = X_{r2} = 0,12$ о. е. Им соответствуют коэффициенты $K_1 = \frac{0,3}{1,72}$; $K_2 = \frac{0,3}{0,33}$ и $m_6 = \frac{\dot{I}_{26}}{\dot{I}_{16}} = 3,2$,

т. е. токи обратной последовательности существенно больше токов прямой последовательности. Соотношение напряжений обратной и прямой последовательностей $\frac{U_2}{U_1} = m_6 \frac{X_{26}}{X_{16}} = 0,6$. Из анализа векторных диаграмм (рис. 5, в) следует, что при включении Z-выявителя на разность фазных токов (например, $\dot{I}_{BC}$; $\dot{I}_{AB}$ и напряжений ($\dot{U}_{OB}$; $\dot{U}_{BA}$) фаза измеряемого сопротивления располагается в зоне срабатывания реле в случае несимметрии в параметрах схем замещения параллельных ветвей, питающих точку к. з.

Исключить ложное срабатывание Z-выявителя при несимметричных к. з. и неблагоприятных соотношениях параметров системы возможно либо путем использования соответствующих блокировок (по току обратной последовательности), либо применением упрощенных характеристик срабатывания Z-выявителей (рис. 5, в), что полезно и с точки зрения их нечувствительности к глубоким синхронным качаниям.

Выводы. 1. Для анализа работы и синтеза характеристик срабатывания Z-выявителей целесообразно использовать комплексную плоскость проводимостей.

2. Наиболее вероятно ложное срабатывание при несимметричных к. з. у Z-выявителей генераторов, работающих в системе, соотношение параметров которых $\frac{X_{2r}}{X_{1r}}$ резко отличается от аналогичных параметров системы $\frac{X_{2c}}{X_{1c}}$.

3. Анализ характера поведения входного сопротивления на зажимах синхронной машины, проведенный в комплексной плоскости проводимостей, показал, что

Z-выявитель с характеристикой срабатывания $\dot{Z}_{\text{ср}} = e^{j\frac{\pi}{2}} \dot{X}_r (jS)$, приближенно описываемой окружностью со смещенным в III-ий квадрант центром:

а) имеет область срабатывания, идентичную области срабатывания абсолютного δ -выявителя, т. е. не срабатывает, если ЭЦК находится вне синхронной машины, и срабатывает при попадании ЭЦК внутрь защищаемой зоны; б) не срабатывает в нормальных режимах, включая режимы недовозбуждения; в) достаточно хорошо отстроен от глубоких синхронных качаний и несимметричных к. з.

4. Существенное сужение области ложного срабатывания Z-выявителя при глубоких синхронных качаниях, а также при внешних несимметричных к. з. достигается использованием в качестве области срабатывания зоны, расположенной в IV квадранте и ограниченной указанной смещенной окружностью и осью ординат.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Arrdt Charles R., Rogers Mc Clennon. A studies of loss-of-excitation relaying and stability of 595 MVA generator on the

Detroit Edison Sistem.— IEEE Trans. Power Appar. and Syst., 1975, vol. 94, N1.

2. Berdy J. Loss of excitation protection for modern synchronous generators.— IEEE Trans. Power Appar. and Syst., 1975, vol. 94, N 5.

3. Курилов В. Ф. Применение реле мощности и реле сопротивления в качестве датчиков асинхронного режима турбогенераторов при потере возбуждения.— Электрические станции, 1975, № 5.

4. Павлов Г. М., Пастухов В. С., Соловьев Н. С. Исследование вопросов построения устройства для выявления асинхронных режимов работы генератора.— Тр./ЛПИ, 1977, № 357.

5. Гамм Б. З. Определение режимных параметров электропередачи при наличии асинхронного хода с использованием частотных характеристик синхронных машин.— Тр./ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, 1977, вып. 65.

6. Гамм Б. З. Защита синхронных генераторов от синхронных режимов.— Электричество, 1982, № 9.

7. Сравнительные испытания датчиков асинхронного режима турбогенераторов при потере возбуждения/Э. Л. Бронштейн, Ю. Я. Травина, А. Г. Шейнкман и др.— Электрические станции, 1980, № 8.

8. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах.— М.: Энергия, 1970.

[27.06.85]

УДК 621.316.925.2

Анализ характеристик срабатывания дистанционных органов защиты в трехфазных сетях

ШНЕЕРСОН Э. М., канд. техн. наук

Основными параметрами измерительных органов дистанционных релейных защит являются их характеристики срабатывания в комплексной плоскости сопротивлений. Для большинства дистанционных органов (ДО), называемых пофазными, используется только одна из комбинаций линейных токов и напряжений $\dot{U}_p, \dot{I}_p$, необходимая для измерения параметров петли к. з. при междуфазных повреждениях [1], например, $\dot{U}_p = \dot{U}_{AB}, \dot{I}_p = \dot{I}_A - \dot{I}_B$ при повреждениях между фазами A и B и $\dot{U}_p = \dot{U}_A, \dot{I}_p = \dot{I}_A + k\dot{I}_0$ при замыкании фазы A на землю.

Характеристика срабатывания любого пофазного ДО при определенном виде повреждения, который назовем основным для данного ДО, определяется только соответствующими входными сопротивлениями (в зависимости от комбинаций величин $\dot{U}_p, \dot{I}_p$, подводимых к ДО):

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_{AB} &= \frac{\dot{U}_{AB}}{\dot{I}_A - \dot{I}_B}; \quad \underline{Z}_{BC} = \frac{\dot{U}_{BC}}{\dot{I}_B - \dot{I}_C}; \quad \underline{Z}_{CA} = \frac{\dot{U}_{CA}}{\dot{I}_C - \dot{I}_A}; \\ \underline{Z}_{A0} &= \frac{\dot{U}_A}{\dot{I}_A + k\dot{I}_0}; \quad \underline{Z}_{B0} = \frac{\dot{U}_B}{\dot{I}_B + k\dot{I}_0}; \quad \underline{Z}_{C0} = \frac{\dot{U}_C}{\dot{I}_C + k\dot{I}_0}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где k —коэффициент компенсации.

При этом входные сопротивления $\underline{Z}_{AB} \dots \underline{Z}_{C0}$ пропорциональны расстоянию от места установки ДО до места повреждения при соответствующем виде основного повреждения. При всех других (не основных) видах повреждения защищаемая ДО зона уже непропорциональна расстоянию до места повреждения, а характеристика ДО отличается от характеристики в плоскости основного повреждения и зависит от места установки ДО в элект-

рической системе (ЭС), конфигурации и параметров ЭС и вида повреждения [1—3].

Анализ поведения пофазных ДО при неосновных для данного ДО повреждениях так же важен, как и при основных повреждениях, так как необходимо обеспечить отсутствие излишних срабатываний ДО при неосновных повреждениях вне зоны действия (например, несрабатывание избирательных органов в поврежденных фазах ОАПВ, включенных на фазные токи и напряжения при некоторых видах однофазных и междуфазных замыканий на землю). Как отмечено, в связи с этим в [4], «дистанционные органы должны рассматриваться как трехфазные независимо от их выполнения». Наиболее полный анализ пофазного ДО для защиты от междуфазных к. з., имеющего круговую характеристику срабатывания, проходящую через начало координат, проведен для случая неосновных повреждений в [2]. Цель настоящей статьи — рассмотрение универсального метода анализа, пригодного для пофазных ДО с различными, в том числе комбинарованными, характеристиками срабатывания при любых видах неосновных повреждений.

При этом, так же, как и в [2], возможно построение преобразованной характеристики срабатывания ДО (с учетом вида неосновного повреждения и параметров электрической системы) в комплексной плоскости сопротивлений основного повреждения, в которой строится характеристика защищаемой линии и определяется защищаемая зона. Основным преимуществом данного подхода по сравнению с обычно применяющейся методикой, заключающейся в расчете при каждой новой точке к. з. соответствующих значений $\dot{U}_p, \dot{I}_p$ для различных фаз и сопоставлении полученного значения $\underline{Z}_p = \dot{U}_p / \dot{I}_p$ с характеристикой срабатывания, является

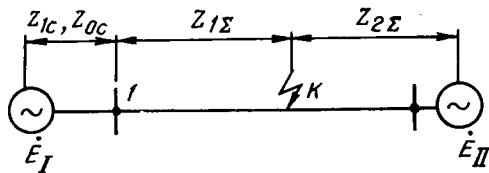


Рис. 1. Схема электропередачи

возможность наглядного качественного анализа поведения ДО при неосновных повреждениях для заданных режимов работы передачи и места к. з.

Для вывода необходимых соотношений рассмотрим ЭС (рис. 1), в которой токи и напряжения в месте установки ДО (точка 1) при равенстве сопротивлений прямой и обратной последовательности системы ($Z_{1c} = Z_{2c}$) равны:

$$\left. \begin{aligned} I_A &= I_H + I_1^a + I_0 + I_0; \\ I_B &= a^2 I_H + a^2 I_1^a + a I_2 + I_0; \\ I_C &= a I_H + a I_1^a + a^2 I_2 + I_0; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} U_A &= U_H - I_1^a Z_{1c} - I_2 Z_{1c} - I_0 Z_{0c}; \\ U_B &= a^2 U_H - a^2 I_1^a Z_{1c} - a I_2 Z_{1c} - I_0 Z_{0c}; \\ U_C &= a U_H - a I_1^a Z_{1c} - a^2 I_2 Z_{1c} - I_0 Z_{0c}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где I_H , U_H — ток и напряжение фазы А в месте установки ДО в нагрузочном режиме; I_1^a — аварийная составляющая тока прямой последовательности в точке 1; I_2 , I_0 — составляющие обратной и нулевой последовательности в точке 1; $a = e^{j120^\circ}$

Обозначив с учетом [2]

$$k_{21} = \frac{I_2}{I_1^a}; \quad k_{01} = \frac{I_0}{I_1^a} \quad (4)$$

— коэффициенты распределения токов обратной и нулевой последовательности, получим из (2) и (3) при $Z_H = U_H / I_H$:

$$\left. \begin{aligned} I_A &= I_H + k_{21} I_1^a; \quad k_A = 1 + k_{21} + k_{01}; \\ I_B &= a^2 I_H + k_B I_1^a; \quad k_B = a^2 + a k_{21} + k_{01}; \\ I_C &= a I_H + k_C I_1^a; \quad k_C = a + a^2 k_{21} + k_{01}; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} U_A &= I_H Z_H - d_A I_1^a; \quad d_A = (1 + k_{21}) Z_{1c} + k_{01} Z_{0c}; \\ U_B &= a^2 I_H Z_H - d_B I_1^a; \quad d_B = (a^2 + a k_{21}) Z_{1c} + k_{01} Z_{0c}; \\ U_C &= a I_H Z_H - d_C I_1^a; \quad d_C = (a + a^2 k_{21}) Z_{1c} + k_{01} Z_{0c}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Обозначив $q = \frac{I_1^a}{I_H}$, получим с учетом (5) и (6) значения входных сопротивлений ДО в различных плоскостях, определяемых в (1), как функцию q , параметров ЭС и вида повреждения:

$$Z_{AB} = \frac{Z_H (1 - a^2) - q d_{AB}}{1 - a^2 + q k_{AB}}; \quad q = \frac{(1 - a^2) (Z_H - Z_{AB})}{k_{AB} Z_{AB} - d_{AB}}; \quad (7)$$

$$Z_{BC} = \frac{Z_H (a^2 - a) - q d_{BC}}{a^2 - a + q k_{BC}}; \quad q = \frac{(a^2 - a) (Z_H - Z_{BC})}{k_{BC} Z_{BC} + d_{BC}}; \quad (8)$$

$$Z_{CA} = \frac{Z_H (a - 1) - q d_{CA}}{a - 1 + q k_{CA}}; \quad q = \frac{(a - 1) (Z_H - Z_{CA})}{k_{CA} Z_{CA} + d_{CA}}; \quad (9)$$

$$Z_{A0} = \frac{Z_H - q d_A}{1 + q k_{A0}}; \quad q = \frac{Z_H - Z_{A0}}{k_{A0} Z_{A0} + d_A}; \quad (10)$$

$$Z_{B0} = \frac{a^2 Z_H - q d_B}{1 + q k_{B0}}; \quad q = \frac{a^2 (Z_H - Z_{B0})}{k_{B0} Z_{B0} + d_B}; \quad (11)$$

$$Z_{C0} = \frac{a Z_H - q d_C}{1 + q k_{C0}}; \quad q = \frac{a (Z_H - Z_{C0})}{k_{C0} Z_{C0} + d_C}. \quad (12)$$

В выражениях (7) — (12)

$$\left. \begin{aligned} k_{AB} &= k_A - k_B; \quad k_{BC} = k_B - k_C; \quad k_{CA} = k_C - k_A; \\ d_{AB} &= d_A - d_B; \quad d_{BC} = d_B - d_C; \quad d_{CA} = d_C - d_A; \\ k_{A0} &= k_A + k k_{01}; \quad k_{B0} = k_B + k k_{01}; \quad k_{C0} = k_C + k k_{01}, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где k — коэффициент компенсации в выражениях (1).

Как указано в [2], коэффициенты k_{21} и k_{01} , определяемые соотношениями (4), можно в первом приближении при перемещении точки к. з. по защищаемой линии принять неизменными для данного вида к. з.. При этом в выражениях (13) значения коэффициентов изменяются только в зависимости от вида повреждения. В дальнейшем при необходимости для различных повреждений (однофазного, двухфазного, двухфазного на землю) будем ставить сверху соответственно индексы 1; 2; 1,1.

В общем случае значения коэффициента k_{01} существенно зависят от места повреждения и режима работы передачи; поэтому может оказаться необходимым выполнение анализа ДО для каждого из возможных сочетаний условий в отдельности. Ниже в целях упрощения рассматривается метод анализа поведения пофазных ДО с круговыми или прямолинейными характеристиками общего вида (рис. 2, а) при любых видах повреждений (основных или неосновных для данного ДО при неизменном значении k_{01})¹.

Отдельные ступени защит образуются обычно совокупностью трех пофазных органов, которые в дальнейшем будем называть $ДО_{AB}$, $ДО_{BC}$, $ДО_{CA}$ или $ДО_{A0}$, $ДО_{B0}$, $ДО_{C0}$, причем характеристики их срабатывания в плоскостях сопротивлений, определяемых при основных повреждениях выражением (1), не зависят от режимов и параметров ЭС.

Если требуется произвести анализ ДО, у которого, например, основные повреждения отображаются в плоскости Z_{AB} , при неосновном повреждении, отображаемом в плоскости Z_{BC} , то для нахождения связи между плоскостями Z_{AB} и Z_{BC} приравняются значения q в (7) и (8), соответствующие этим плоскостям. Рассмотрим в качестве примера анализ $ДО_{BC}$ при двухфазных к. з. АВ. Приравняв q в (7) и (8), получим после преобразований

$$\begin{aligned} Z_{BC} &= \frac{Z_{AB} (Z_H k_{AB} + a d_{BC}) + Z_H (d_{AB} - a d_{BC})}{Z_{AB} (k_{AB} - a k_{BC}) + a Z_H k_{BC} + d_{AB}} = \\ &= \frac{a_1 Z_{AB} + b_1}{c_1 Z_{AB} + d_1}. \end{aligned} \quad (14)$$

¹ Автором не показано, в каких пределах принятое допущение о неизменности коэффициента k_{01} является правильным, а рассматриваемый метод имеет существенные преимущества (прим. ред.)

Пусть характеристика $ДО_{BC}$ в плоскости $\underline{Z}_{BC}$ основного повреждения является произвольно расположенной окружностью радиуса r с центром в точке $\underline{m}$ (рис. 2, а, характеристика 1).

Уравнение этой характеристики в плоскости основного повреждения $\underline{Z}_{BC}$ имеет вид

$$\underline{Z}_{BC} = \underline{m} + re^{i\psi}, \quad 0 \leq \psi \leq 2\pi. \quad (15)$$

Для оценки поведения $ДО_{BC}$ при к. з. АВ найдем его характеристику срабатывания в плоскости $\underline{Z}_{AB}$. Для этого приравняем правые части (14) и (15). В результате получим после преобразований:

$$e^{i\psi} = h \frac{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_1}{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_2}, \quad (16)$$

где

$$h = \frac{a_1 - c_1 \underline{m}}{c_1}; \quad \underline{p}_1 = \frac{b_1 - \underline{m} d_1}{c_1 \underline{m} - a_1}; \quad \underline{p}_2 = -\frac{d_1}{c_1}. \quad (17)$$

Так как при любом ψ модуль левой части (16) равен 1, то получим уравнение граничной линии при $h = |h|$

$$h \left| \frac{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_1}{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_2} \right| = 1. \quad (18)$$

С учетом (18) граничная линия срабатывания $ДО_{BC}$ в плоскости $\underline{Z}_{AB}$ есть окружность с центром $\underline{M}$ [5] и радиусом A :

$$\underline{M} = \frac{h^2 \underline{p}_1 - \underline{p}_2}{h^2 - 1}; \quad A = \frac{h |\underline{p}_1 - \underline{p}_2|}{|h^2 - 1|}. \quad (19)$$

В частном случае при $h=1$ характеристика срабатывания есть прямая в плоскости $\underline{Z}_{AB}$, относительно которой точки $\underline{p}_1$ и $\underline{p}_2$ расположены симметрично.

При характеристике срабатывания в плоскости $\underline{Z}_{BC}$ в виде произвольно расположенной прямой (рис. 2, а, характеристика 2) уравнение граничной линии имеет вид

$$\underline{Z}_{BC} = (|m| + De^{\pm i \frac{\pi}{2}}) e^{i\alpha}, \quad -\infty < D < +\infty. \quad (20)$$

Решая совместно (20) и (14), исключая $\underline{Z}_{BC}$ и учитывая, что $\alpha = \arg \underline{m}$ получаем:

$$De^{i\alpha} e^{\pm i \frac{\pi}{2}} = h \frac{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_1}{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_2}, \quad -\infty < D < +\infty, \quad (21)$$

где h , $\underline{p}_1$, $\underline{p}_2$ определяются в соответствии с (17).

Учитывая, что при изменении D аргумент левой части (21) не изменяется, из (21) получим уравнения граничных линий срабатывания в плоскости $\underline{Z}_{AB}$:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= -\frac{\pi}{2} + \alpha - \arg h = \arg \frac{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_1}{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_2}; \\ \varphi_2 &= \frac{\pi}{2} + \alpha - \arg h = \arg \frac{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_1}{\underline{Z}_{AB} - \underline{p}_2}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Выражениям (22) соответствует окружность, проходящая через особые точки $\underline{P}$ и $\underline{P}_2$ в плоскости $\underline{Z}_{AB}$ (рис. 2, б), причем вписанные углы, опирающиеся на эти точки, равны φ_1 и φ_2 .

Коэффициенты $\underline{a}_1$, $\underline{b}_1$, $\underline{c}_1 \underline{d}_1$, входящие в величины h , $\underline{p}_1$, $\underline{p}_2$ полностью характеризующие дробно-линейные

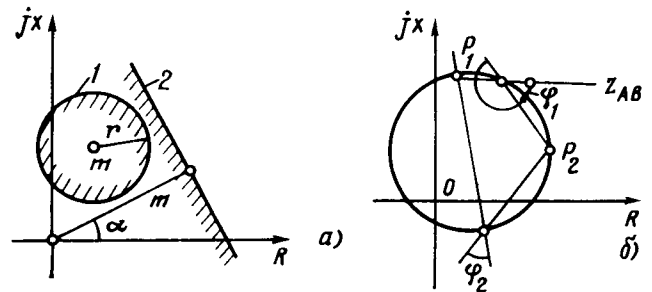


Рис. 2. Характеристики срабатывания $ДО$ в плоскостях $\underline{Z}_{BC}$ и $\underline{Z}_{AB}$

преобразования (16) и (21), для всех возможных вариантов пофазных $ДО$ в плоскостях $\underline{Z}_{AB}$ и $\underline{Z}_{AO}$ приведены в таблице. Первые индексы у коэффициентов соответствуют типу пофазного $ДО$ (соответственно 1, 2, 3, 4, 5, 6 для $ДО_{AB}$, $ДО_{BC}$, $ДО_{CA}$, $ДО_{AO}$, $ДО_{BO}$, $ДО_{CO}$); вторые индексы соответствуют плоскостям, в которых рассматривается характеристика (соответственно 1, 2, 3, 4, 5, 6 для плоскостей $\underline{Z}_{AB}$, $\underline{Z}_{BC}$, $\underline{Z}_{CA}$, $\underline{Z}_{AO}$, $\underline{Z}_{BO}$, $\underline{Z}_{CO}$).

Например, при построении характеристики срабатывания $ДО_{BC}$, включаемого на линейные токи и напряжения фаз B и C , при однофазном замыкании фазы B в плоскости $\underline{Z}_{AO}$ необходимо воспользоваться выражениями (19) при круговой характеристике общего вида в плоскости $\underline{Z}_{BC}$ или (22) при прямолинейной характеристике (рис. 2). Параметры h , $\underline{p}_1$, $\underline{p}_2$, определяющие искомую характеристику, определяются на основе (17) подстановкой следующих значений коэффициентов, взятых из таблицы для $ДО_{BC}$ при $\underline{Z} = \underline{Z}_{AO}$:

$$h = \frac{a_{24} - c_{24} \underline{m}}{c_{24}}; \quad \underline{p}_1 = \frac{b_{24} - \underline{m} d_{24}}{c_{24} \underline{m} - a_{24}}; \quad \underline{p}_2 = -\frac{d_{24}}{c_{24}}.$$

Для определения, в частности, характеристик срабатывания $ДО_{CO}$ при замыкании на землю фаз A и B необходимо воспользоваться в выражении (17) коэффициентами:

$$\underline{a}_1 = \underline{a}_{61}; \quad \underline{b}_1 = \underline{b}_{61}; \quad \underline{c}_1 = \underline{c}_{61}; \quad \underline{d}_1 = \underline{d}_{61}.$$

Для построения характеристик пофазных $ДО$ в других плоскостях ($\underline{Z}_{BC}$, $\underline{Z}_{CA}$, $\underline{Z}_{BO}$, $\underline{Z}_{CO}$) необходима лишь циклическая перестановка индексов A , B , C в таблице.

Коэффициенты $\underline{a}... \underline{d}$ по выражениям (5), (6), (13), зависящие от параметров электрической системы, подставляются в значения $\underline{a}$, $\underline{b}$, $\underline{c}$, $\underline{d}$ таблицы в соответствии с видом к. з., при котором проводится анализ. Преобразование характеристик при различных повреждениях не зависит от способов сравнения величин, на основе которых формируются характеристики $ДО$. При сложных комбинированных характеристиках, например, в виде двух пересекающихся окружностей для избирателей ОАПВ (рис. 3), преобразование проводится отдельно для каждой образующей (круговой или прямолинейной) на основе соотношений (19) и (22). При повреждениях слева от точки установки защиты 1 (рис. 1), т. е. при направлении мощности к шинам, знаки при коэффициентах $\underline{d}_1$, $\underline{d}_B$, $\underline{d}_C$ в (6) изменяются на противоположные.

Таким образом, метод анализа пофазных органов ступени дистанционной защиты при любом виде повреждения, которое принимается в данном случае основным, сводится к построению в плоскости основного повреж-

Вид ДО	$\underline{Z}_{AB}$ (двухфазные к. з. на землю и без земли)	$\underline{Z}_{AO}$ (однофазные к. з.)
AB	основная характеристика в плоскости $\underline{Z}_{AB}$	$\underline{a}_{1A} = (1 - a^2) \underline{k}_{AO} \underline{Z}_H + \underline{d}_{AB}; \underline{b}_{1A} = \underline{Z}_H [(1 - a^2) \underline{d}_A - \underline{d}_{AB}];$ $\underline{c}_{1A} = (1 - a^2) \underline{k}_{AO} - \underline{k}_{AB}; \underline{d}_{1A} = \underline{k}_{AB} \underline{Z}_H + (1 - a^2) \underline{d}_A$
BC	$\underline{a}_{21} = \underline{k}_{AB} \underline{Z}_H + \underline{a} \underline{d}_{BC}; \underline{b}_{21} = \underline{Z}_H (\underline{d}_{AB} - \underline{a} \underline{d}_{BC});$ $\underline{c}_{21} = \underline{k}_{AB} - \underline{a} \underline{k}_{BC}; \underline{d}_{21} = \underline{a} \underline{k}_{BC} \underline{Z}_H + \underline{d}_{AB}$	$\underline{a}_{2A} = (a^2 - a) \underline{k}_{AO} \underline{Z}_H + \underline{d}_{BC}; \underline{b}_{2A} = \underline{Z}_H [(a^2 - a) \underline{d}_A - \underline{d}_{BC}];$ $\underline{c}_{2A} = (a^2 - a) \underline{k}_{AO} - \underline{k}_{BC}; \underline{d}_{2A} = \underline{k}_{BC} \underline{Z}_H + (a^2 - a) \underline{d}_A$
CA	$\underline{a}_{31} = \underline{k}_{AB} \underline{Z}_H + a^2 \underline{d}_{CA}; \underline{b}_{31} = \underline{Z}_H (\underline{d}_{AB} - a^2 \underline{d}_{CA});$ $\underline{c}_{31} = \underline{k}_{AB} - a^2 \underline{k}_{CA}; \underline{d}_{31} = a^2 \underline{k}_{CA} \underline{Z}_H + \underline{d}_{AB}$	$\underline{a}_{3A} = (a - 1) \underline{k}_{AO} \underline{Z}_H + \underline{d}_{CA}; \underline{b}_{3A} = \underline{Z}_H [(a - 1) \underline{d}_A - \underline{d}_{CA}];$ $\underline{c}_{3A} = (a - 1) \underline{k}_{AO} - \underline{k}_{CA}; \underline{d}_{3A} = \underline{k}_{CA} \underline{Z}_H + (a - 1) \underline{d}_A$
AO	$\underline{a}_{41} = \underline{k}_{AB} \underline{Z}_H + \underline{d}_A (1 - a^2); \underline{b}_{41} = \underline{Z}_H [\underline{d}_{AB} - (1 - a^2) \underline{d}_A];$ $\underline{c}_{41} = \underline{k}_{AB} - \underline{k}_{AO} (1 - a^2); \underline{d}_{41} = \underline{k}_{AO} \underline{Z}_H (1 - a^2) + \underline{d}_{AB}$	Основная характеристика в плоскости $\underline{Z}_{AO}$
BO	$\underline{a}_{51} = a^2 \underline{k}_{AB} \underline{Z}_H + \underline{d}_B (1 - a^2); \underline{b}_{51} = \underline{Z}_H [a^2 \underline{d}_{AB} - (1 - a^2) \underline{d}_B];$ $\underline{c}_{51} = a^2 \underline{k}_{AB} - (1 - a^2) \underline{k}_{BO}; \underline{d}_{51} = \underline{k}_{BO} \underline{Z}_H (1 - a^2) + a^2 \underline{d}_{AB}$	$\underline{a}_{5A} = a^2 \underline{k}_{AO} \underline{Z}_H + \underline{d}_B; \underline{b}_{5A} = \underline{Z}_H (a^2 \underline{d}_A - \underline{d}_B);$ $\underline{c}_{5A} = a^2 \underline{k}_{AO} - \underline{k}_{BO}; \underline{d}_{5A} = \underline{k}_{BO} \underline{Z}_H + a^2 \underline{d}_A$
CO	$\underline{a}_{61} = \underline{k}_{AB} \underline{Z}_H + \underline{d}_C (1 - a^2); \underline{b}_{61} = \underline{Z}_H [\underline{d}_{AB} - (1 - a^2) \underline{d}_C];$ $\underline{c}_{61} = \underline{k}_{AB} - (1 - a^2) \underline{k}_{CO}; \underline{d}_{61} = \underline{k}_{CO} \underline{Z}_H (1 - a^2) + \underline{d}_{AB}$	$\underline{a}_{6A} = \underline{k}_{AO} \underline{Z}_H + \underline{d}_C; \underline{b}_{6A} = \underline{Z}_H (\underline{d}_A - \underline{d}_C);$ $\underline{c}_{6A} = \underline{k}_{AO} - \underline{k}_{CO}; \underline{d}_{6A} = \underline{k}_{CO} \underline{Z}_H + \underline{d}_A$

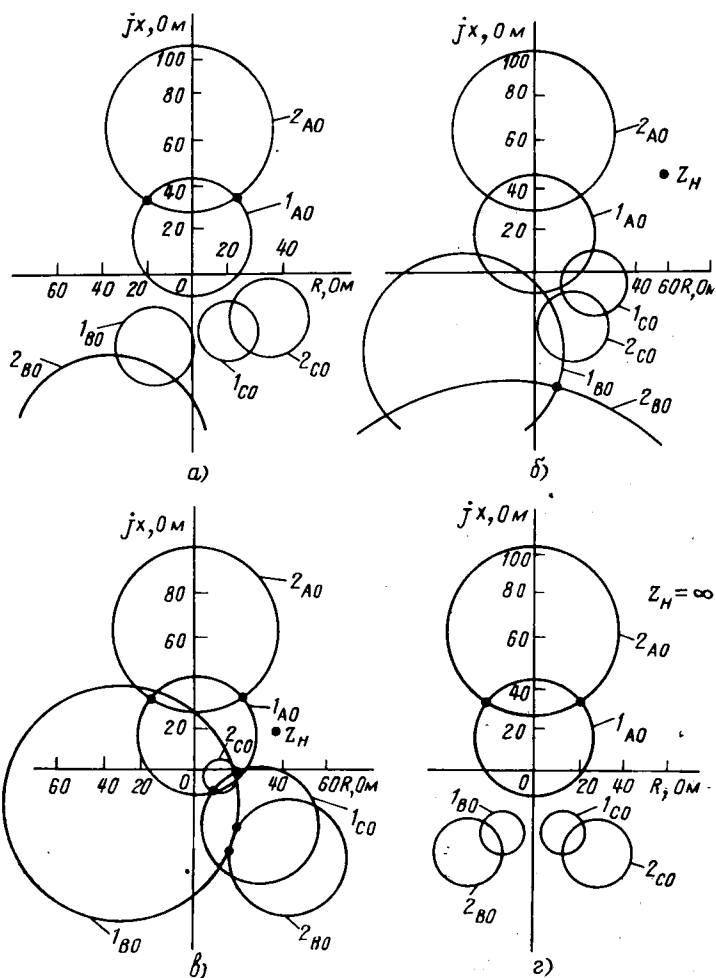


Рис. 3. К анализу поведения избирателей поврежденных фаз
ОАПВ:
а — $\underline{Z}_H = 160 e^{j300}$ Ом; б — $\underline{Z}_H = 80 e^{j300}$ Ом; в — $\underline{Z}_H = 40 e^{j300}$ Ом;
г — $\underline{Z}_H = \infty$

дения помимо характеристики ДО, предназначенного для действия при этом виде повреждения, характеристик двух других ДО, для которых данное повреждение не является основным. При этом используются соотношения (17), (19) и (22) для ДО с круговыми и прямолинейными характеристиками в плоскости основного повреждения или более сложными комбинированными характеристиками, ограниченными комбинациями окружностей и прямых. Коэффициенты, необходимые для нахождения значений $\underline{h}$, $\underline{p}_1$, $\underline{p}_2$, Φ_1 в выражениях (17), (19) и (22), определяются параметрами $\underline{m}$, $\underline{r}$, α характеристик ДО в плоскости основного повреждения (рис. 2, а) и данными таблицы в зависимости от вида повреждения и параметров электрической системы. Поведение отдельных ДО, установленных в различных фазах, при рассматриваемом виде повреждения, анализируется путем сопоставления одного входного сопротивления $\underline{Z}_p = \underline{U}_p / \underline{I}_p$ при данном виде повреждения с характеристиками трех ДО, построенными в одной плоскости основного повреждения.

Аналогично может быть проведен анализ ДО при любых видах несимметричных повреждений в плоскости $\underline{Z}_H$ нагрузочного режима, в плоскости $\underline{g} = \underline{E}_{II} / \underline{E}_I$ отношений эквивалентных ЭДС системы и в плоскости отношений токов $\underline{q} = \underline{I}_1 / \underline{I}_H$. Во всех указанных случаях исходными являются выражения вида (14)

$$\underline{Z}_p = \frac{a \underline{Z}_H + b}{c \underline{Z}_H + d}; \underline{Z}_p = \frac{a \underline{g} + b}{c \underline{g} + d}; \underline{Z}_p = \frac{a \underline{q} + b}{c \underline{q} + d}$$

соответственно для плоскостей $\underline{Z}_H$, $\underline{g}$, $\underline{q}$.

Характеристики в плоскостях $\underline{Z}_H$, $\underline{g}$, $\underline{q}$ при заданных характеристиках в областях исходного параметра $\underline{Z}_p$ (рис. 2) определяются на основе соотношений (16)–(22). При этом характеристики в плоскости $\underline{Z}_H$ определяются

непосредственно из выражений вида (14) при $\underline{Z}_{AB} = \text{const}$, $\underline{Z}_H = \text{var}$. Характеристики в плоскости $\underline{q}$ определяются выражениями (7)–(12). Характеристики в плоскости $\underline{g} = \dot{E}_{II}/\dot{E}_I$ определяются при следующей замене $\underline{Z}_H$ (14):

$$\underline{Z}_H = \frac{\underline{Z}_{\Sigma 1} + \underline{g} \underline{Z}_{\Sigma 2}}{1 - \underline{g}},$$

где $\underline{Z}_{\Sigma 1}$, $\underline{Z}_{\Sigma 2}$ — эквивалентные сопротивления прямой последовательности относительно места установки ДО при двухстороннем питании (рис. 1).

Использование рассмотренного метода возможно и при анализе для различных видов к. з. трехфазных ДО, которые, как показано В. Л. Фабрикантом [2], можно свести к группе ДО с двумя величинами, действующих на отключение через общую логическую схему.

В качестве примера исследования пофазного ДО ниже приведены результаты анализа поведения избирательных органов поврежденных фаз устройства однофазного автоматического повторного включения (ОАПВ) при различных видах однофазных повреждений. Характеристики избирательных органов устройств ОАПВ приведены на рис. 3 для электрической системы с ВЛ напряжением 750 кВ при $\underline{Z}_{1c} = j 20$ Ом, $\underline{Z}_{oc} = 3 \underline{Z}_{1c}$, $\underline{Z}_y = j 100$ Ом для случаев различных нагрузочных режимов ЭС, определяемых значением сопротивления $\underline{Z}_H$ на входе ДО в предаварийном режиме. Избирательные органы имеют комбинированные характеристики срабатывания, смещенные относительно начала координат и определяемые двумя окружностями, например, 1_{AO} , 2_{AO} , для действия при к. з. АО.

Как видно из рис. 3, в зависимости от значения сопротивления $\underline{Z}_H$ на входах избирателей ОАПВ в нагрузочном режиме, характеристики избирателей ВО и СО существенно изменяются. Так, при $\underline{Z}_H = \infty$ характеристики ДО фаз ВО и СО, в плоскости повреждения АО находятся в III и IV квадрантах и, учитывая, что рассматриваются повреждения при направлении мощности от шин в линию, отстроены от замыканий на землю фазы АО (рис. 3, а). При увеличении передаваемой мощности, когда точка $\underline{Z}_H$ приближается к характеристике ДО_{АО}, увеличивается вероятность срабатывания при повреждении АО избирателей, установленных в других фазах. Так, при $\underline{Z}_H = 80 e^{j30^\circ}$ Ом характеристики избирателей 1_{BO} и 1_{CO} пересекаются в разных местах с характеристикой 1_{AO} (рис. 3, б). Это означает, что при близких повреждениях через переходное сопротивление срабатывают, помимо избирателя АО, избиратели ВО или СО, т. е. однофазное к. з. фиксируется как междуфазное. При еще большем приближении $\underline{Z}_H$ к характеристике срабатывания (рис. 3, в) дополнительно

появляется область в первом квадранте, охватываемая характеристиками всех трех избирателей (общая область характеристик 1_{AO} , 1_{BO} , 2_{CO}), т. е. возможны повреждения через переходное сопротивление, когда срабатывают все три избирателя. Как видно из рис. 3, в, имеется также значительная область во II квадранте, когда при к. з. через переходное сопротивление и расхождении эквивалентных э. д. с. по фазе возможно при к. з. АО срабатывание избирателей АО и ВО, а также только избирателей ВО (при к. з. через большое переходное сопротивление, когда сопротивление в плоскости $\underline{Z}_{AO}$ в квадранте II охватывается характеристикой 1_{BO} и выходит из характеристик 1_{AO} , 2_{AO} на рис. 3, в).

Таким образом, имеется возможность оценки поведения ДО с комбинированными характеристиками, установленных в различных фазах, при основных и неосновных повреждениях, в зависимости от параметров ЭС в нагрузочном и аварийном режимах. В частности, проведенный для избирательных органов ОАПВ анализ показал, что наиболее опасными с точки зрения излишних срабатываний избирателей неповрежденных фаз являются случаи мощных систем (с малыми значениями $\underline{Z}_{1c}$, $\underline{Z}_{oc}$) при передаче в систему максимальной мощности (приближения точки $\underline{Z}_H$ к характеристике ДО).

Характеристики срабатывания ДО, в том числе и значения коэффициентов компенсации для ДО, действующих при однофазных повреждениях, должны выбираться на основе анализа их поведения при всех видах повреждений и возможных режимов ЭС с целью обеспечения их отстройки от излишних срабатываний.

Вывод. Рассмотренный обобщенный метод анализа пофазных ДО при различных видах повреждений в трехфазной сети, основывающийся на построении характеристик срабатывания ДО различных фаз в плоскости основного повреждения, позволяет в простой и универсальной форме анализировать поведение ДО различных типов, установленных в поврежденных и неповрежденных фазах, в том числе ДО с комбинированными характеристиками срабатывания, и оценить влияние отдельных факторов, характеризующих параметры и режимы электрической системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А. М. Основы релейной защиты. — М.: Энергия, 1976.
2. Фабрикант В. П. Дистанционная защита. — М.: Высшая школа, 1978.
3. Лосев С. Б., Чернин А. Б. Исследование трехфазного направленного реле сопротивления при коротких замыканиях и в неполнофазных режимах. — Электричество, 1960, № 6.
4. Фабрикант В. Л. Трехфазные дистанционные органы и критерии их срабатывания. — Электричество, 1976, № 3.
5. Шнейерсон Э. М. Полупроводниковые реле сопротивления. — М.: Энергия, 1975.

[23.05.85]



Научные основы диагностики и управления качеством асинхронных двигателей

ГОЛЬДБЕРГ О. Д., доктор техн. наук

Москва

Возрастающие требования к качеству электрических машин требуют совершенствования подхода к этой проблеме. Среди многообразия типов электрических машин наиболее массовыми являются асинхронные двигатели. Асинхронные электроприводы составляют около 95 % общего количества электроприводов, а асинхронные двигатели потребляют более половины вырабатываемой в нашей стране электроэнергии и их ежегодный выпуск (по суммарной мощности) составляет около 50 млн. кВт. Поэтому эффективный контроль показателей качества этих двигателей в процессе производства, своевременная диагностика причин разладки технологического процесса и основанное на этой диагностике управление качеством изготовления электродвигателей являются актуальной проблемой, которая и рассматривается в статье.

Кроме показателей надежности — важнейших показателей качества, стандарты на асинхронные машины предписывают следующие показатели, которые условимся называть номинальными: к. п. д., коэффициент мощности, максимальный момент, начальный пусковой момент и начальный пусковой ток (η , $\cos \varphi$, M_m , M_n , I_n). Номинальные показатели определяют по результатам периодических испытаний. Однако последним подвергают лишь незначительное число электродвигателей (два, три двигателя каждого типоразмера в начале их производства или при кардинальном изменении конструкции). Все двигатели, выпускаемые в дальнейшем, подвергают сильно сокращенным, так называемым приемосдаточным испытаниям. Кроме измерения сопротивления обмоток и испытаний электрической прочности изоляции обмоток, в процессе приемосдаточных испытаний проводят два опыта: холостого хода (х. х.) при номинальном напряжении, измеряя при этом ток и потери (I_0 , P_0) и короткого замыкания (к. з.) при пониженном напряжении U_k , значение которого установлено ГОСТ 7217—79 в зависимости от номинального линейного напряжения двигателя; в опыте к. з. измеряют ток и потери (I_k , P_k) при напряжении U_k . Условимся называть токи и потери I_0 , I_k , P_0 , P_k — параметрами приемосдаточных испытаний.

По результатам опытов х. х. и к. з. выносят суждение о соответствии номинальных показателей электродвигателей, прошедших приемосдаточные испытания, требованиям стандартов с учетом допусков на них, установленных ГОСТ 183—74.

По результатам опытов х. х. и к. з. можно судить о номинальных параметрах, так как по данным этих опытов можно построить круговую диаграмму, из которой определяются номинальные параметры. Поэтому предписание стандарта о возможности замены периодических испытаний асинхронных двигателей при их серийном или массовом производстве опытами х. х. и к. з., проводимых при одних значениях напряжения, вполне теоретически обосновано. Правда, при этом возникает проблема определения допусков на параметры приемосдаточных испытаний, исходя из допусков, установленных ГОСТ 184—74 на номинальные параметры. Однако эта проблема была решена; в результате разработана и внедрена методика расчета технических норм на параметры приемосдаточных испытаний [1, 2].

Номинальные параметры: к. п. д., коэффициент мощности, максимальный момент и начальный пусковой момент не являются функцией только одного параметра приемосдаточных испытаний; так: $\eta = f(P_0, P_k)$; $\cos \varphi = \varphi(I_0, I_k)$; $M_m = \varphi(I_0, I_k)$; $M_n = \Phi(I_k, P_k)$. Поэтому технические нормы на параметры приемосдаточных испытаний рассчитывают в виде областей (допустимых зон) в двухмерных координатах: $I_0—I_k$, $P_0—P_k$ и $I_k—P_k$. Попадание результатов измерений в опытах х. х. и к. з. внутрь всех трех допустимых зон свидетельствует о том, что испытанные электродвигатели имеют все номинальные показатели, соответствующие требованиям стандартов с учетом допусков. Та граница зон, за которую вышла точка, показывает, по какому показателю двигатель не соответствует стандарту.

В настоящее время реализуются планы комплексной автоматизации процесса изготовления асинхронных двигателей. Естественно, что неотъемлемой частью этого процесса является автоматизация приемосдаточных испытаний. Особенно эффективной становится автоматизация испытаний при использовании микропроцессоров. Последние могут быть применены не только для оценки результатов опытов х. х. и к. з. с помощью трех допустимых зон (которые рассчитывают и корректируют микропроцессоры по результатам периодических испытаний), но и для диагностики и управления качеством изготовления асинхронных двигателей. Кроме того, с помощью микропроцессоров можно проводить сопоставительный анализ показателей качества электродвигателей за любые промежутки времени (ежедневно, ежемесячно, ежегодно).

Теоретические основы такого анализа были изложены в [1, 2], откуда следует, что существуют следующие зависимости между средними арифметическими значениями номинальных параметров и параметров приемосдаточных испытаний: среднее арифметическое значение начального пускового тока

$$\bar{I}_n = \frac{U_n}{U_k} k_t \bar{I}_k, \quad (1)$$

где $\bar{I}_k$ — среднее арифметическое значение тока короткого замыкания I_k для выборки электродвигателей; U_n , U_k — соответственно линейное номинальное напряжение и напряжение короткого замыкания; k_t — коэффициент, учитывающий насыщение путей потоков рассеяния при пуске (для тока);

среднее арифметическое значение начального пускового момента (для выборки двигателей), кг·м

$$\bar{M}_n = \frac{U_n^2 0,955}{U_k^2 n_c} \left(P_k k_n - 3 \bar{I}_k^2 r_1 k_t^2 - P_c \frac{U_n^2}{U_k^2} \right), \quad (2)$$

где n_c — синхронная частота вращения, об/мин; $\bar{I}_k$, $\bar{P}_k$ — соответственно средние арифметические значения тока и потерь короткого замыкания для выборки двигателей; k_n — коэффициент, учитывающий насыщение путей потоков рассеяния при пуске (для мощности); P_c — потери в стали;

среднее арифметическое значение к. п. д. для выборки электродвигателей

$$\bar{\eta} = \frac{P}{P + A + \bar{P}_0 + B\bar{P}_K}, \quad (3)$$

где $\bar{P}_0, \bar{P}_K$ — средние арифметические значения потерь х. х. и к. з. для выборки электродвигателей соответственно; P — мощность на валу; A и B — постоянные для данного типоразмера электродвигателей, равные:

$$A = P_M + P_{\text{д}} - P_{M0} - \frac{P_{M2} P_{K \cdot M1}}{P_{K \cdot M2}}; \quad (4)$$

$$B = P_{M2} / P_{K \cdot M2}. \quad (5)$$

Здесь P_{M1}, P_{M2} — потери в обмотках статора и ротора при номинальной нагрузке соответственно; $P_{\text{д}}, P_{M0}$ — добавочные потери при номинальной нагрузке и потери в обмотке статора при холостом ходе соответственно; $P_{K \cdot M1}, P_{K \cdot M2}$ — потери в обмотках статора и ротора в режиме к. з. при напряжении U_K соответственно.

Среднее арифметическое значение коэффициента мощности может быть найдено по средним арифметическим значениям $\bar{I}_0, \bar{I}_K$ и $\bar{P}_K$ с помощью следующих выражений:

$$\cos \varphi = \frac{(x_c + I'_{0a}) \sin 2\gamma + (y_c + P_{01}) \cos 2\gamma}{\sqrt{(x_c + I'_{0a})^2 + (y_c + P_{01})^2}}; \quad (6)$$

$$x_c = \frac{R - P_2 \operatorname{tg} \beta}{1 + \operatorname{tg}^2 \beta} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \beta}{(R - P_2 \operatorname{tg} \beta)^2} P_2^2} \right); \quad (7)$$

$$y_c = P_2 + \operatorname{tg} \beta x_c; \quad (8)$$

$$R = 0,5 \left[\sqrt{I'^2_{\text{п}} - P^2_{\text{п1}}} - I'_{0a} + \frac{P^2_{\text{п1}}}{\sqrt{I'^2_{\text{п}} - P^2_{\text{п1}}} - I'_{0a}} \right]; \quad (9)$$

$$I'_{0a} = I'_0 \sin \varphi_0; \quad (10)$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{P_{\text{п1}}}{\sqrt{I'^2_{\text{п}} - P^2_{\text{п1}}} - I'_{0a}}; \quad (11)$$

$$I'_{\text{п}} = \frac{U_{\text{л}}}{U_K} k_B \bar{I}_K; \quad (12)$$

$$P_{\text{п}} = \frac{U_{\text{л}}^2}{U_K^2} k_B^2 K_{\tau} \bar{P}_K; \quad (13)$$

$$I'_0 = \bar{I}_0 / k, \quad (14)$$

где k_B — коэффициент, учитывающий вытеснение тока в клетке ротора; k — коэффициент, учитывающий насыщение главного магнитного потока; $P_2 = P/3U$.

Среднее арифметическое значение максимального момента $\bar{M}_M$ может быть найдено с помощью следующего выражения:

$$\bar{M}_M = \frac{A}{C} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(CR)^2} + 1}}, \text{ кГ} \cdot \text{м}, \quad (15)$$

где

$$A = \frac{0,955 \cdot 3U k_M}{n_c}; \quad (16)$$

$$C = 2r_1 / U; \quad (17)$$

k_M — коэффициент, учитывающий насыщение путей потоков рассеяния (для максимального момента);

$$R = f(\bar{I}_0, \bar{I}_K \text{ и } \bar{P}_K).$$

Часто при сопоставительном анализе выборок за разные периоды представляют интерес не только изменения средних арифметических значений номинальных параметров, но и их коэффициентов вариации в функции коэффициентов вариации параметров приемо-сдаточных испытаний ($v_{I_0}, v_{I_K}, v_{P_0}, v_{P_K}$). Они могут быть определены по следующим формулам:

$$v_{I_{\text{п}}} = v_{I_K}; \quad (18)$$

$$v_{M_{\text{п}}} = \frac{\sqrt{v_{P_K}^2 + 4l^2 v_{I_K}^2 - 4lr v_{I_K} v_{P_K}}}{1 - l}. \quad (19)$$

$$l = \frac{I_{\text{л}} \bar{I}_K^2}{N \bar{P}_K}, \quad (20)$$

где r — коэффициент корреляции между I_K и P_K

$$N = \frac{0,955}{n_c} \frac{U_{\text{л}}^2}{U_K^2} k_{\text{п}}; \quad (21)$$

$$L = \frac{0,955}{n_c} \frac{U_{\text{л}}^2}{U_K^2} 3r_1 k_{\text{п}}^2; \quad (22)$$

$$v_{\eta} = \frac{\bar{\eta}}{\bar{P}} \sqrt{\bar{P}_0^2 v_{P_0}^2 + B^2 \bar{P}_K^2 v_{P_K}^2}; \quad (23)$$

$$v_{\cos \varphi} = \left[\bar{I}_0 \frac{x_c + I'_{0a}}{(y_c + P_{01})^2 + (x_c + I'_{0a})^2} - \frac{\bar{I}_0 \sin \gamma}{\cos \varphi \sqrt{(y_c + P_{01})^2 + (x_c + I'_{0a})^2}} \right]; \quad (24)$$

$$v_{M_M} = \frac{0,5}{A} \frac{\bar{M}_M I'_{\text{п}}}{R^2 \sqrt{I'^2_{\text{п}} - P^2_{\text{п1}}} \sqrt{1 + C^2 R^2}} v_{I_K}. \quad (25)$$

Приведенные уравнения были использованы для анализа показателей асинхронных двигателей на московском электромашиностроительном заводе имени Владимира Ильича [3]. В настоящее время при использовании на испытательных станциях микропроцессоров анализ показателей электродвигателей по формулам (1)–(25) может быть введен в систему и использован для оценки деятельности завода.

Принципиальная возможность диагностики причин разладки технологического процесса и управления на этой основе качеством изготовления асинхронных двигателей была показана в [1, 2]. Однако наметившаяся тенденция применения микропроцессоров при автоматизации приемо-сдаточных испытаний позволяет успешно реализовать эту возможность. Первый опыт такой диагностики получен на Бакинском электромашиностроительном заводе, на котором государственная комиссия приняла и рекомендовала к широкому применению автоматизированную систему контроля качества асинхронных двигателей на базе микро-ЭВМ «Электроника-60».

Принцип диагностики причин разладки технологического процесса заключается в следующем. Если результаты приемо-сдаточных испытаний нанести точками в допустимых зонах, построенных в координатах $I_0 - I_K$; $P_0 - P_K$ и $I_K - P_K$, то вследствие неизбежных производственных отклонений по случайным причинам точки в зонах будут иметь рассеивание в форме эллипса, полученного в сечении двумерного нормального распределения. Кроме того, из-за систематических изменений в

технологическом процессе или в используемых материалах точки могут иметь и систематическое смещение. Направления систематических смещений точек в допустимых зонах позволяет диагностировать причины этих смещений, а затем на этой основе производить подналадку технологического процесса.

Для выявления направлений смещения точек в зонах, вызванных разными причинами, напишем уравнения, связывающие параметры приемо-сдаточных испытаний с основными параметрами подверженными изменениям в процессе производства; при этом используем обозначения, принятые в [4]. Ток холостого хода:

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{c.p}^2}, \quad (26)$$

где I_{0a} — активная составляющая тока х. х.; $I_{c.p}$ — реактивная составляющая тока при синхронном вращении.

Потери холостого хода:

$$P_0 = P_{c.m1} + P_{c\sigma} + P_{m.x\sigma}, \quad (27)$$

где $P_{c.m1}$ — электрические потери в обмотке статора при синхронном вращении; $P_{c\sigma}$ — суммарные магнитные потери в сердечнике статора; $P_{m.x\sigma}$ — механические потери.

Ток короткого замыкания при напряжении U_k :

$$I_k = I_{n1}/(U_n/U_k), \quad (28)$$

где I_{n1} — начальный пусковой ток, определенный без учета явления насыщения путей потоков рассеяния и вытеснения тока при пуске, т. е. по параметрам схемы замещения r_2', x_1', x_2' , рассчитанных без учета указанных явлений при пуске; U_n — номинальное линейное напряжение; U_k — напряжение короткого замыкания (линейное).

Потери короткого замыкания при напряжении короткого замыкания

$$P_k = \sqrt{3} U_k^2 I_{n.a1}/U_n, \quad (29)$$

где $I_{n.a1}$ — активная составляющая начального пускового тока, определенная без учета явлений насыщения и вытеснения тока при пуске.

Почти любые производственные отклонения могут быть расчетно оценены по методике расчета, изложенной, например, в [4]. В итоге расчетов определяют отклонения параметров приемо-сдаточных испытаний: ΔI_0 , ΔI_k , ΔP_0 , ΔP_k от их средних арифметических значений вследствие определенных производственных отклонений.

Причинами отклонений параметров приемо-сдаточных испытаний могут быть, например, изменение размера воздушного зазора (δ), изменение активного сопро-

тивления ротора (r_2'), ошибки в числе витков обмотки (w_1), повышенные потери в стали ($P_{c\sigma}$), повышенные механические потери ($P_{m.x\sigma}$) и др.

Для диагностики перечисленных или других причин разладки технологического процесса и связанных с этим отклонениями в значениях параметров приемо-сдаточных испытаний необходимо заранее рассчитать с помощью микропроцессора коэффициенты влияния от различных производственных отклонений на параметры приемо-сдаточных испытаний. Это позволяет нанести в координатах, в которых построены допустимые зоны ($I_0 - I_k$, $P_0 - P_k$, $I_k - P_k$), направления смещения точек, полученных по результатам приемо-сдаточных испытаний от различных причин отклонений в производственном процессе. Наличие этих направлений смещений точек позволяет уверенно диагностировать причины изменений в производственном процессе.

Для управления качеством изготовления асинхронных двигателей на основе проведенной диагностики необходимо дополнительно дифференцировать причины смещения точек в допустимых зонах в определенных направлениях. Так, например, сигнал об увеличении активного сопротивления ротора может поступить по следующим причинам: увеличение удельного сопротивления заливаемого алюминия вследствие попадания различных примесей как в исходном состоянии, так и в процессе распыления и заливки; образование раковин, трещин, недоливов в клетке ротора и т. п. Однако, получив с помощью микропроцессора сигнал об увеличении активного сопротивления ротора, технолог будет несложно установить причину этого изменения.

Таким образом, применение микропроцессоров для оценки результатов приемо-сдаточных испытаний позволяет не только объективно оценивать результаты испытаний, записывать их и сохранять в памяти машины. Оно позволяет решить важнейшие проблемы, связанные с управлением качества изготовления асинхронных двигателей: проводить диагностику причин разладки технологического процесса и выполнять сопоставительный анализ изменения средних арифметических значений и коэффициентов вариации номинальных показателей электродвигателей за любой период времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гольдберг О. Д. Контроль и анализ качества трехфазных асинхронных короткозамкнутых двигателей при серийном производстве по результатам контрольных испытаний: Автореферат дис. на степень канд. техн. наук, М. 1954.
2. Гольдберг О. Д. Качество и надежность асинхронных двигателей. — М.: Энергия, 1968.
3. Радин В. И. За повышение технико-экономических и качественных показателей электрических машин. — М.: Вестник электропромышленности, 1965, № 12.
4. Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С. Проектирование электрических машин/Под редакцией Гольдберга О. Д. — М.: Высшая школа, 1984.

[23.09.85]



Вопросы синтеза двухканальных следящих электроприводов с активными упругими пьезоконденсаторами

НИКОЛЬСКИЙ А. А., канд. техн. наук

Москва

Следящие системы, построенные по двухканальному принципу с механическим суммированием выходных координат каждого канала в суммарное перемещение исполнительного органа, имеют повышенные по сравнению с одноканальными системами показатели быстродействия и точности [1]. Перспективы дальнейшего повышения точности двухканальных систем открываются при использовании в точном канале активных упругих компенсаторов (АУК), выполненных из пьезоматериалов и способных в небольших пределах изменять свои геометрические размеры и перемещать исполнительный орган (ИО) системы под действием управляющего электрического (пьезоэлектрики) или магнитного (магнотрикторы) полей. Грубый канал в такой системе выполняется как традиционный следящий электропривод, который обеспечивает со сравнительно невысокой точностью движение промежуточной платформы, сочлененной через АУК с перемещаемым ИО [2—5]. Преимущества такого построения базируются на высоких динамических показателях АУК: в сравнении с традиционными электрическими двигателями АУК из пьезокерамики могут сообщить исполнительному механизму в десятки и сотни раз большие ускорения [3]. Второе преимущество — в отсутствии кинематических передач, предназначенных для суммирования движений приводов грубого и точного каналов. Наибольшее распространение в настоящее время получили двигатели-компенсаторы, выполненные из пьезоэлектрической керамики [6], позволяющие получить при приложении внешнего поля диапазон управляемых деформаций $\Delta_{\max}$ от единиц до сотен микрометров.

В [3] приведена передаточная функция пьезоэлектрического АУК, включенного на выход регулируемого источника э. д. с. (усилителя), и показано, что с учетом реального соотношения параметров пьезокомпенсатор с хорошим приближением может быть описан как объект с передаточной функцией слабодемпфированного колебательного звена

$$W_0(p) = \frac{l_1(p)}{e_n(p)} \approx \frac{K_0/K_y}{1 + \frac{K_d}{K_y}p + T_m^2 p^2}, \quad (1)$$

где l_1 — перемещение исполнительного органа, м; e_n — э. д. с. на выходе усилителя, В; K_0 , K_y , K_d — коэффициенты, характеризующие свойства АУК — обратного пьезоэффекта (Н/В), упругости (Н/м), внутреннего демпфирования (Н·с/м); $T_m = \sqrt{m_z/K_y}$ — механическая постоянная времени системы АУК—ИО, с; m_z — эквивалентная приведенная к ИО суммарная масса подвижных частей АУК и ИО, кг.

Структура, соответствующая уравнению (1), представлена на рис. 1 (часть в пунктирной рамке), где дополнительно обозначены F_c — возмущающее силовое воздействие, приложенное к ИО, Н; $F_3 = e_n K_0$ — внутреннее усилие в АУК, вызываемое приложенным электрическим полем, Н; l_2 — координата точки закрепления АУК на подвижной платформе, м.

Собственное демпфирование, определяемое коэффициентом K_d , для всех конструкций АУК мало: $K_d/K_y = (0,01 \div 0,05) T_m$. Реакция АУК на скачок э. д. с. яв-

ляется колебательным, медленно затухающим процессом. Упругие свойства АУК и их восприимчивость к вибрационным возмущениям являются основным препятствием на пути их широкого применения в электро-механических системах. Однако в отличие от хорошо исследованных в теории автоматизированного электропривода пассивных упругих элементов пьезокомпенсаторы обладают активностью, позволяющей при соответствующей организации управления АУК справиться с их неприятными упруго-колебательными свойствами.

Поясним сказанное примером. Рассмотрим АУК, выполненный в виде столба, один конец которого сочленен с перемещаемым ИО, а другой жестко закреплен на неподвижной массивной основе. Одновременно с изменением управляющего поля в соответствии с уравнением обратного пьезоэффекта [7] в каждом сечении активной зоны АУК изменяется механическая напряженность. На структурной схеме рис. 1 это соответствует одновременному изменению e_n и усилия F_3 , развиваемого на границе активной зоны АУК и приложенного непосредственно к ИО. Если компенсатором не управлять, то его поведение под воздействием, например, возмущения $F_c(t)$, приложенного к ИО, будет мало отличаться от поведения пассивного упругого элемента. Очевидно, однако, что если организовать управление так, что всегда $e_n K_0 = -F_c(t)$, то силовые возмущения не смогут привести к изменению положения исполнительного органа в пространстве. Внешним проявлением активности АУК при таком управлении становится его наблюдаемая «жесткость».

Необходимо подчеркнуть, что внутренние механические напряжения, порождаемые управляющим полем, распространяются в пределах активной зоны АУК не со скоростью звука (что имеет место при распространении напряжений в пассивных упругих элементах), а со скоростью электромагнитной волны. Это свойство остается в силе не только при рассмотрении упрощенных моделей АУК вида (1), но и при тщательном описании с учетом распределенности параметров. Активность пьезокомпенсаторов определяет возможность формирования их желаемых динамических характеристик при использовании методов электрической коррекции по каналу управления.

В [3] рассмотрен способ коррекции АУК, позволивший с учетом реального соотношения его параметров реализовать настройку замкнутого канала регулирования положения, близкую к настройке на модульный оптимум в соответствии с передаточной функцией (2) (настройки по другим оптимизационным критериям не исключаются). При этом (см. рис. 1) был использован интегральный регулятор положения (3) в сочетании с гибкой отрицательной обратной связью по положению (4):

$$W_3(p) = \frac{l_1(p)}{l_3(p)} = \frac{1}{1 + 4T_\mu p + 8T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu^3 p^3}; \quad (2)$$

$$W_p(p) = \frac{K_\mu}{p} = \frac{K_y}{K_{yc} K_0} \frac{1}{4T_\mu p}; \quad (3)$$

$$W_\Phi(p) = K_\Phi p = \frac{2K_y T_\mu}{K_{yc} K_0} p, \quad (4)$$

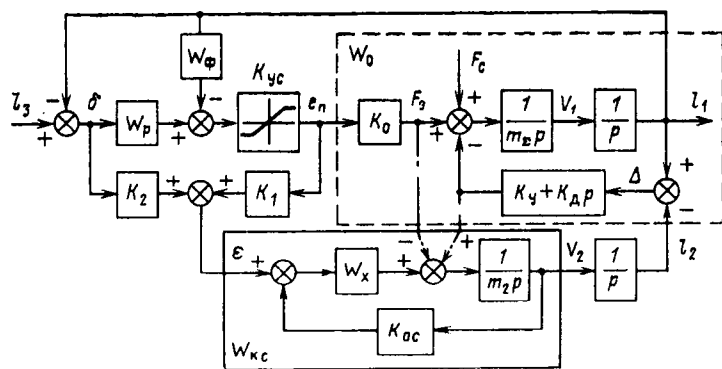


Рис. 1. Развернутая структурная схема двухканальной системы с АУК

где K_{yc} — коэффициент передачи усилителя в точном канале;

$T_\mu = T_\mu \sqrt{2}$ — некомпенсируемая постоянная времени системы АУК — ИО, с.

Для реализации указанного предложения необходим датчик скорости ИО либо дифференциатор сигнала измерителя положения с фильтром. Влияние фильтра на динамику системы будет незначительным при выборе его постоянной времени в 5—10 раз меньше некомпенсируемой постоянной T_μ .

Двухканальные электроприводы с механическим суммированием движений на базе традиционных двигателей с неограниченным собственным диапазоном перемещения нашли широкое применение в системах повышенной точности [1, 5]. Рациональные структуры построения таких электроприводов строго обоснованы в теории многоканальных итерационных систем [8]. В пренебрежении взаимовлиянием каналов традиционная структура двухканального электропривода показана на рис. 2, а [1, 8], где передаточные функции разомкнутых точного и грубого каналов обозначены W_1 и W_2 соответственно. Для структуры справедлива описывающая система уравнений (5), связывающая между собой положение ИО l_1 , платформы l_2 , задание l_3 , ошибку грубого канала ϵ , перемещение ИО относительно платформы Δ (для системы с АУК Δ — его деформация) и ошибку всей системы δ :

$$\left. \begin{aligned} \delta &= l_3 - l_1; \\ \epsilon &= l_3 - l_2; \\ l_1 &= \Delta + l_2; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} \delta &= \epsilon - \Delta; \\ \epsilon &= l_3 - l_2; \\ l_1 &= \Delta + l_2; \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \delta &= l_3 - l_1; \\ \epsilon &= \delta + \Delta; \\ l_1 &= \Delta + l_2. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Система (5) может быть записана еще двумя способами (6) и (7), которым соответствуют структурные схемы рис. 2, б и в. При внешнем несхождении схем рис. 2, различающихся способами формирования сигналов ошибки отдельных каналов и набором координат, подлежащих измерению, все они эквивалентны и представляют собой различные изображения классической итерационной структуры [8].

Первые реализованные на практике двухканальные электроприводы с АУК строились по той же традиционной структуре [2]. Можно, однако, показать, что система с АУК, построенная по любой из приведенных схем (синтезированных для двигателей с неограниченным диапазоном перемещения) неработоспособна при отработке силовых возмущающих воздействий F_c . Для этого рассмотрим статические соотношения в схеме рис. 2, в с АУК в точном канале. Относительно передаточных функций каналов W_1 и W_2 сделаем самые общие предположения, представив каждый из них в виде структуры, обладающей астатизмом первого порядка:

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{K_n}{p} W'_1(p); \\ W_2(p) &= \frac{K_1}{p} W'_2(p), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $W'_1(p)_{p=0} = W'_2(p)_{p=0} = 1$; K_n, K_1 — добротности точного и грубого каналов, а также считая первый канал с АУК, обладающим существенно более высоким быстродействием, чем второй, грубый канал $K_n \gg K_1$. Последнее предположение обосновано практической возможностью принятия некомпенсируемой постоянной времени в точном канале порядка механической постоянной времени АУК, составляющей для различных конструкций (1÷5) 10^{-4} с, что недостижимо для приводов с обычными двигателями. Деформация АУК Δ в установившемся режиме согласно (1) и рис. 1 составляет:

$$\Delta = -e_n \frac{K_0}{K_y} \operatorname{sgn} F_c + F_c / K_y. \quad (9)$$

При указанных выше предпосылках в системе, построенной согласно рис. 2, в, ошибка системы δ и деформация АУК Δ , вызванные изменениями статической нагрузки F_c , быстро отрабатываются пьезокомпенсатором за счет изменения управляющего поля, причем по окончании кратковременных переходных процессов в соответствии с (8), (9) устанавливается режим $\delta=0$, $\Delta=0$, $e_n = -F_c / K_0$. При этом сигнал ϵ на входе грубого канала равен нулю, и перемещение платформы l_2 отсутствует ($l_2 = l_3$). По мере роста нагрузки F_c в системе будет расти по абсолютному значению сигнал e_n вплоть до насыщения усилителя точного канала $|e_n| = e_{n \max}$. При дальнейшем увеличении нагрузки сигнал на выходе усилителя сохранит достигнутое значение, а деформация АУК (9) становится отличной от нуля. Однако и в этом случае платформа останется неподвижной, поскольку при $l_2 = l_3$ из (7) имеем $\epsilon = \delta + \Delta = 0$. Движение платформы в описанном двухканальном электроприводе будет инициироваться только при изменениях задающего воздействия l_3 , а согласованная отработка двигателем перемещения платформы и АУК возмущений по нагрузке F_c невозможна. Характеристики системы рис. 2, в с АУК $\delta(F_c)$, $\Delta(F_c)$, $e_n(F_c)$, $l_2(F_c)$ показаны на рис. 3, а.

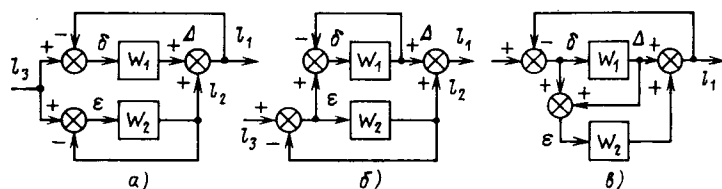


Рис. 2. Структурные схемы итерационных систем

Причина несогласованности работы каналов кроется в неучете собственных упругих свойств АУК при синтезе структуры двухканальной системы. Упругость придает пьезокомпенсатору способность, отсутствующую у традиционных электрических двигателей, — передавать усилия от привода грубого канала и промежуточной платформы к ИО даже при отсутствии управляющего поля [см. (9)]. Деформации АУК, возникающие под действием «медленной» составляющей возмущений, в двухканальной системе целесообразно компенсировать при помощи таких перемещений промежуточной платформы, которые позволили бы эффективно использовать для передачи усилий пассивное свойство пьезоэлемента — его упругость. При этом АУК как активный элемент освобождается от выполнения функций компенсации «медленных» возмущений, и в системе обеспечивается максимальный динамический запас по управлению e_n для оперативной отработки «быстрых» возмущений.

Указанной цели отвечают изменения традиционной структуры двухканального электропривода, заключающиеся в замене связи по деформации АУК Δ (см. рис. 2, в) связью по e_n , являющейся внутренним параметром точного канала W_1 , что соответствует переходу от (7) к новой системе описывающих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \delta &= l_3 - l_1; \\ \varepsilon &= e_n K_1 + K_2 \delta; \\ l_1 &= \Delta + l_2. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Из (10) видно, что, как и в схеме рис. 2, в (7), ошибка системы δ , вызванная изменениями статической нагрузки F_c , вначале отрабатывается по каналу управления АУК с быстрым выходом на режим $\delta=0$, $\Delta \approx 0$. При этом согласно (9) и рис. 1 изменится сигнал управления АУК e_n , управляющий одновременно приводом подвижной платформы [второе уравнение в (10)]. Последний начнет перемещать платформу вместе с АУК так, чтобы свести сигнал e_n к нулю ($\Delta \neq 0$). Таким образом, в двухканальном электроприводе с АУК, построенном согласно (10), обеспечивается согласованная совместная отработка силовых возмущений грубым и точным каналами, причем насыщение точного канала в установившемся режиме невозможно (возможно только кратковременное насыщение в динамике).

Характеристики двухканального электропривода $\delta(F_c)$, $\Delta(F_c)$, $e_n(F_c)$, $l_2(F_c)$, выполненного согласно (10), показаны на рис. 3, б. Реакция новой системы (10) и итерационных систем (5)—(7) на изменение задающего воздействия качественно одинакова, поскольку согласно (9) зависимость между Δ , управляющей грубым каналом в системе (7), и e_n , управляющей грубым каналом в системе (10), практически близка к линейной. Отметим, что для структуры (10) в отличие от (5)—(7) отпадает необходимость в двух датчиках перемещений. Для реализации двухканальной системы с АУК оказывается достаточно иметь один точный измеритель положения ИО l_1 .

Развернутая структурная схема двухканальной системы, реализующей (8), (10) с учетом (1)—(4) показана на рис. 1, где дополнительно обозначено: V_2 — скорость промежуточной платформы, м/с; m_2 — приведенная масса подвижной платформы, кг; $W_{к.с}(p)$ — передаточная функция контура скорости привода перемещения платформы; $K_{о.с}$ — коэффициент обратной связи по скорости платформы; $W_x(p)$ — передаточная функция внутреннего подчиненного контура привода платформы. На схеме рис. 1 для контура скорости привода

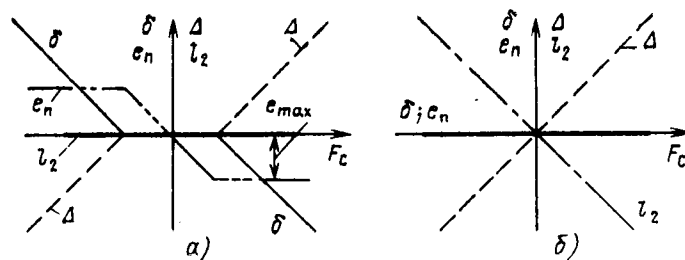


Рис. 3. Статические характеристики двухканальных систем с АУК

платформы принята структура подчиненного регулирования (не единственно возможный вариант), настройка которой может осуществляться в соответствии с широко известными принципами [10]. Настройке контура скорости, например, на модульный оптимум отвечает

$$W_{к.с} = m_2 / [2T_n K_{о.с} (1 + T_n p)],$$

где T_n — некомпенсируемая малая постоянная времени привода грубого перемещения.

Ниже рассматривается практически важный случай сочетания параметров $T_n \gg T_\mu$, отвечающий эффективно-му использованию быстродействующего канала, а также реально достижимым показателям быстродействия каналов ($T_n = 10^{-3} - 10^{-2}$ с, $T_\mu = (0,5 \div 5) 10^{-4}$ с). Рассмотрим также вопрос о целесообразном соотношении приведенных масс исполнительного органа m_Σ и платформы m_2 и тесно связанный с ним вопрос о степени взаимного влияния каналов друг на друга.

По условиям эффективного использования диапазона управляемых деформаций АУК $\Delta_{\max}$ следует выбирать $m_2 \gg m_\Sigma$. При невыполнении этого условия в динамике сказывается явление отдачи легкой платформы, сокращающее динамический диапазон «быстрых» перемещений ИО по сравнению с $\Delta_{\max}$ (при $m_2 = m_\Sigma$, например, он сокращается в 2 раза). Отметим, что случай $m_2 \approx m_\Sigma$ возможен только при использовании безредукторных приводов платформы (электромагнитных, электродинамических), применение которых в двухканальных системах в качестве двигателя грубого перемещения нетипично [5]. В согласованном режиме работы каналов, как показано ниже, рабочую скорость перемещения платформы V_2 по условиям ограничения взаимовлияния приходится выбирать сравнительно низкой (порядка миллиметров в секунду), что предопределяет использование в грубом канале редукторных электроприводов с малым радиусом приведения редуктора ($10^{-4} - 10^{-6}$ м). При этом с учетом приведенных маховых масс двигателя условие $m_2 \gg m_\Sigma$, естественно, выполняется как усиленное. Поэтому в двухканальных системах с АУК и с редукторным приводом платформы взаимовлияние каналов практически сводится к одностороннему влиянию грубого канала на точный. Связями, описывающими влияние точного канала на грубый (штрихпунктирные линии на рис. 1), можно пренебречь и рассматривать контур скорости в общем виде:

$$W_{к.с}(p) = \frac{1/K_{о.с}}{1 + aT_n p (1 + T_n p)}, \quad (11)$$

где a — параметр настройки контура скорости грубого канала.

В двухканальной системе, построенной по описанным выше принципам, регулятор положения грубого канала

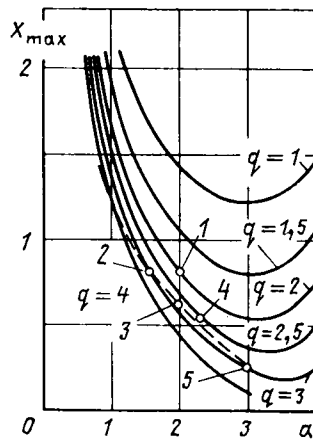
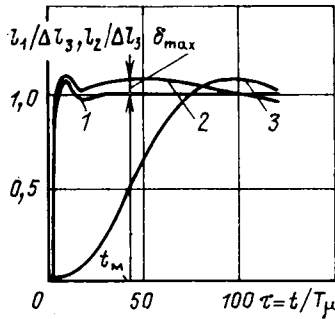


Рис. 4. Переходные характеристики двухканальной системы с АУК при отработке малых скачков задающего воздействия

Рис. 5. Номограммы для расчета перегулирования

имеет два входа (K_1 и K_2). Синтезировать регулятор положения можно независимо по отдельным входам, привлекая показатели работы системы в согласованном (линейном) режиме для определения K_1 , а в несогласованном (при насыщении усилителя точного канала) для определения K_2 . В самом деле, при скачке задания процесс изменения ошибки δ во времени является для «медленного» контура скорости грубого канала кратковременным возмущением импульсного характера $\delta(t) K_2$. Реакция грубого привода на такое возмущение будет тем слабее, чем более разнесены показатели быстродействия каналов. Поэтому в согласованном режиме работы коэффициент K_2 оказывает слабое влияние на качественные показатели работы системы. Более того, если программа работы не предусматривает выхода в несогласованный режим (насыщение усилителя точного канала в динамике невозможно), то систему можно выполнить вообще без связи по ошибке δ ($K_2=0$). Напротив, в несогласованном режиме, наступающем после насыщения усилителя, вся информация, необходимая для управления грубым каналом, поступает через связь по ошибке δ .

Для уменьшения степени взаимовлияния каналов можно использовать два приема [9]: разнесение быстродействия каналов и наложение компенсирующих связей. Ниже рассмотрен синтез регуляторов грубого канала по условию ограничения его влияния на выходную координату системы. В согласованном режиме работы каналов это влияние проявляется в возникновении дополнительной динамической ошибки, связанной с перемещением промежуточной платформы. На рис. 4 показана реакция одноканальной (кривая 1) и двухканальной (кривая 2) систем $l_1(t)$, а также процесс $l_2(t)$ в двухканальной системе (кривая 3) при настройке точного канала в соответствии с (3), (4) и выборе для грубого канала $a=2$; $T_n=10T_\mu$; $K_1=K_{0.c} \cdot K_0/(4T_n K_y)$.

Найдем связь между экстремальным значением дополнительной динамической ошибки $\delta_{\max}$ и параметрами настройки точного и грубого каналов. Запишем в операторной форме выражение для выходной координаты $l_1(p)$ в функции $\delta(p)$, $V_1(p)$, $V_2(p)$. Из структурной схемы рис. 1 следует

$$l_1(p) = W_0(p) \left[\delta(p) \frac{K_n K_{yc}}{p} + V_2(p) \frac{K_y + K_{np}}{p K_0} - V_1(p) K_\Phi \right], \quad (12)$$

где $W_0(p)$ определяется выражением (2). Умножая правую и левую части (12) на p , подставляя в (12) упрощенное выражение для $W_0(p) = K_0/K_y$, справедливое во временной области $t \gg T_\mu$, и переходя к оригиналам, получаем:

$$V_1(t) = \delta(t) \frac{K_n K_{yc} K_0}{K_y} + V_2(t) + V_2'(t) \frac{K_\Phi}{K_y} - V_1'(t) \frac{K_\Phi K_0}{K_y}. \quad (13)$$

Для момента времени t_m достижения ошибкой своего экстремального значения $\delta_{\max}$ при отработке системой скачка задающего воздействия Δl_3 имеем

$$\delta'(t_m) = -l_1'(t_m) = -V_1'(t_m) = 0.$$

Разрешив (13) относительно $\delta(t_m)$ с учетом последних соотношений и выражений для K_n и K_Φ по (3), (4), получим:

$$\delta(t_m) = \delta_{\max} = -V_2(t_m) 4T_\mu - V_2'(t_m) \frac{K_\Phi}{K_y} + V_1'(t_m) 8T_\mu^2. \quad (14)$$

Как показывают расчеты, два последних члена в правой части (14) существенно меньше первого по абсолютному значению, в пренебрежении ими

$$\delta_{\max} \approx -V_2(t_m) 4T_\mu \approx -V_{2\max} 4T_\mu. \quad (15)$$

Погрешность расчета $\delta_{\max}$ по (15) при $T_n \geq 5T_\mu$, $a \geq 1$ не превышает 12%, а при $T_n \geq 10T_\mu$ не превышает 3,1%.

При синтезе можно ориентироваться на допустимое значение перегулирования $\sigma_{\text{доп}}$ при обработке скачков задающего воздействия Δl_3 . Условие ограничения перегулирования:

$$\sigma = \delta_{\max}/\Delta l_3 = 4T_\mu \frac{V_{2\max}}{\Delta l_3} \leq \sigma_{\text{доп}} \quad (16)$$

Для отыскания связи между δ и K_1 запишем передаточную функцию локального замкнутого грубого привода, которая приближенно описывает его свойства в двухканальной системе с учетом выполнения условий независимости от точного канала $m_2 \gg m_\Sigma$, $T_n \gg T_\mu$ и может быть получена непосредственно из полной структуры рис. 1:

$$W_{r.n}(p) = l_2(p)/l_3(p) = \frac{1}{1 + q_1 a T_n p + q_1 a^2 T_n^2 p^2 + q_1 a^2 T_n^3 p^3}, \quad (17)$$

где $q_1 = K_0 K_{0.c}/(K_y K_1 T_n a)$.

Приведем (17) к форме с нормированным временем $\tau = t/t_0$, приняв в качестве базового значения t_0 постоянную времени контура скорости грубого канала $t_0 = aT_n$:

$$\tilde{W}_{r.n}(p) = \frac{1}{1 + q_1 s + q_1 s^2 + \frac{q_1}{a} s^3}, \quad (18)$$

где $s = aT_n p$.

Переходный процесс изменения скорости $\dot{V}_2(\tau)$ при скачке задания Δl_3 для системы с передаточной функцией (18) описывается выражением:

$$\frac{d\dot{l}_2^*}{d\tau} = \dot{V}_2(\tau) = c_1 e^{\alpha\tau} + e^{\alpha\tau} [(\alpha c_2 + \beta c_3) \cos \beta\tau + (\alpha c_3 - \beta c_2) \sin \beta\tau], \quad (19)$$

Корни r , $\alpha \pm j\beta$ характеристического уравнения (18) и постоянные c_1 , c_2 , c_3 находятся по известным правилам как функции параметров настройки грубого канала q_1 и a . По (19) рассчитывались кривые $\dot{V}_2(\tau)$ реакции системы (18) на единичный скачок задания Δl_3 и определялись экстремальные значения скорости платформы в переходных процессах $\dot{V}_{2\max}$ при различных сочетаниях параметров q_1 и a .

Абсолютное максимальное значение скорости платформы в переходном процессе и ее значение в принятой системе с нормированным временем связаны соотношением:

$$V_{2\max} = \dot{V}_{2\max} \Delta l_3 / (a T_{\Pi}). \quad (20)$$

Подставив (20) в (16), найдем условие ограничения переуправления:

$$\sigma = x_{\max} T_{\mu} / T_{\Pi} \leq \sigma_{\text{доп}}, \quad (21)$$

где $x_{\max} = 4\dot{V}_{2\max}/a$.

С помощью номограммы $X_{\max}(a, q_1)$, приведенной на рис. 5, можно при заданном $\sigma_{\text{доп}}$, заданном соотношении постоянных T_{Π} и T_{μ} и некоторой настройке грубого привода (a и q_1) проверить выполнение условия (21). Если оно не выполняется, это означает, что влияние грубого движения на выходную координату недопустимо велико и следует изменить настройку грубого канала в сторону увеличения q_1 и a либо пойти на искусственное увеличение некомпенсируемой постоянной T_{μ} . Зная окончательно выбранные q_1 , a , T_{Π} , параметры АУК и контура скорости, можно определить K_1 по формуле:

$$K_1 = K_0 K_{0.c} / (K_y q_1 T_{\Pi} a). \quad (22)$$

Формально при выполнении условия (21) для работы в согласованном режиме допустимы любые устойчивые настройки грубого привода. Однако сильно колебательные настройки (малые q_1 и a) нежелательны, поскольку медленно затухающие переходные процессы перемещения платформы соответствуют столь же длительному и медленно затухающему процессу компенсации $\Delta(t)$, в течение которого динамический запас по управлению АУК ограничен. По той же причине нежелательны и затянутые аperiодические процессы $l_2(t)$. К числу рациональных настроек грубого канала могут быть отнесены традиционные настройки типа модульного оптимума (т. 1, рис. 5, $X_{\max}=0,82$), начально-монотонные настройки (пунктирная линия на рис. 5), причем не все, а только с быстро затухающей периодической составляющей (отрезок пунктирной линии от т. 2 до т. 5), а также начально-аperiодическая настройка (т. 5, $X_{\max}=0,28$).

Оценим возможности двухканального электропривода, настроенного в соответствии с (3), (4) при $a=q_1=2$, при использовании в нем АУК с параметрами $T_{\mu}=2 \cdot 10^{-4}$ с; $\Delta_{\max}=30$ мкм и транзисторного редукторного привода платформы с $T_{\Pi}=2 \cdot 10^{-3}$ с. В согласованном режиме частота среза системы превышает 1000 с^{-1} , однако этот режим при указанных параметрах будет обеспечен лишь при весьма низких скоростях перемещения платформы $V_{2\max} \leq 3,75 \text{ мм/с}$.

Переходные процессы в большом соответствуют несогласованному режиму работы каналов и протекают значительную часть времени при глубоком насыщении усилителя точного канала ($e_{\Pi}=e_{\Pi\max}$). При этом обычно $\Delta l_3 \gg \Delta_{\max}$, что дает возможность при исследовании

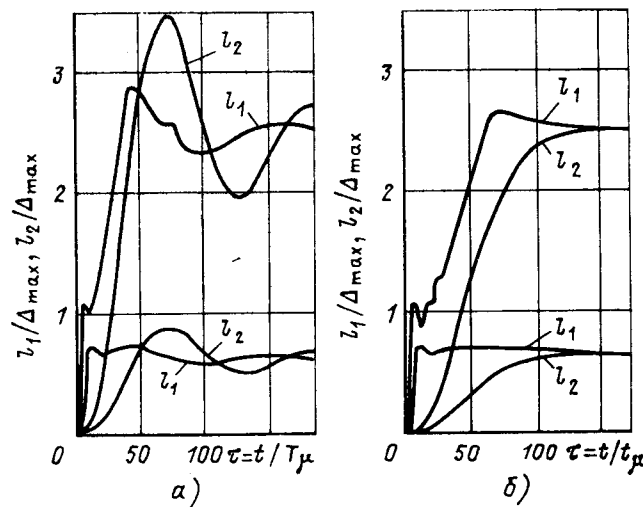


Рис. 6. Переходные процессы в двухканальной системе при различных настройках грубого канала:

а — колебательная настройка; б — монотонная настройка

процессов в большом пренебречь влиянием точного канала $\Delta(t)$ на выходную координату $l_1(t)$. Как и в предыдущем случае, грубый канал при этом приближенно описывается передаточной функцией (18), в которой q_1 заменяется на q_2 , причем

$$q_2 = K_{0.c} / (K_2 T_{\Pi} a). \quad (23)$$

Для несогласованного режима также нецелесообразны сильно колебательные настройки регулятора положения грубого канала по входу K_2 . При таких настройках с ростом скачка задания Δl_3 пропорционально увеличивается также и амплитуда первых, слабо затухающих колебаний $l_2(t)$, которая может быть значительно больше диапазона управляемых деформаций $\Delta_{\max}$. В процессе колебаний $l_2(t)$ система будет многократно входить и снова выходить из согласованного режима работы каналов до тех пор, пока амплитуда колебаний подвижной платформы не уменьшится до уровня, перекрываемого диапазоном управляемых деформаций АУК. Этот процесс сопровождается сложными релаксационными колебаниями выходной координаты $l_1(t)$, что отрицательно сказывается на точностных характеристиках двухканальной системы (рис. 6, а, $q_2=q_1=1$; $a=2$; $T_{\Pi}/T_{\mu}=10$). Для несогласованного режима могут быть рекомендованы те же настройки, что и для согласованного

$$q_2 = q_1; K_2 = K_1 K_y / K_{0.c}. \quad (27)$$

На рис. 6, б показаны переходные процессы в двухканальной системе при выборе $q_1=q_2=2,7$; $a=2$; $m_2 \gg m_1$; $T_{\Pi}/T_{\mu}=10$, что соответствует начально-монотонной настройке контура положения грубого привода при настройке контура скорости на модульный оптимум.

На основе рассмотренных принципов построения реализованы двухканальные электроприводы оборудования для производства оптических изделий, стенда для тарирования тензометрических преобразователей, экспериментальные приводы подачи металлорежущих станков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Следящие приводы/Под ред. Чемоданова Б. К.— М.: Энергия, 1976, т. 1.
2. Измерительные устройства, преобразующие элементы и устройства/Под ред. Солодовникова В. В., М.:— Машиностроение, 1973.

3. Никольский А. А., Филиппов В. Г. Динамика систем высокоточного позиционирования с активными упругими компенсаторами — *Электричество*, 1984, № 6.

4. Кацевич В. Л. и др. Двухканальная система высокоточного позиционирования с интерферометрическим датчиком положения. — *Тр. МЭИ*, 1982, вып. 570.

5. Выкуб В. Г. и др. Прецизионные цифровые системы автоматического управления. — М.: Машиностроение, 1984.

6. Афонин С. М. и др. Силовые пьезоэлектрические двигатели микроперемещений. — *Электронная промышленность*, 1982, № 9.

7. Сыркин Л. Н. Пьезомагнитная керамика. — Л.: Энергия, 1980.

8. Осмоловский П. Ф. Итерационные многоканальные системы автоматического управления. — М.: Советское радио, 1969.

9. Башарин А. В. и др. Взаимосвязанные системы электропривода. — В кн.: Автоматизированный электропривод. — М.: Энергия, 1980.

10. Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. Теория автоматизированного электропривода. — М.: Энергия, 1979.

[04.07.85]

УДК 62-83:621.313.332.001.5

Анализ работы асинхронного генератора с инвертором в режиме самовозбуждения

[СТЕПАНОВ А. Д.], доктор техн. наук, АНДЕРС В. И., доктор техн. наук, БОГАТИН А. А., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Асинхронная машина (АМ) может использоваться как генератор, работающий на автономную нагрузку в промышленных и тяговых электроприводах в режиме реостатного торможения. В этих случаях отключение АМ от источника питания полезно, так как устраняется расход энергии от источника при торможении и обеспечивается возможность торможения при отсутствии напряжения источника. При питании автономных потребителей работа АМ в режиме самовозбуждения исключает необходимость в постоянно действующих устройствах для ее возбуждения.

Нагрузка АМ в общем случае содержит активное сопротивление, емкость и индуктивность, которые могут соединяться между собой различным образом. На рис. 1 приведен вариант схемы, используемой для торможения электроприводов. Фазы А, В, С статорной обмотки АМ присоединены к инвертору, содержащему инверторный мост (ИМ), мост обратных диодов (ОМ) и узел искусственной коммутации (УИК). К выходу инвертора присоединены резистор R_T , реактор L_d и конденсатор C_Φ .

Как известно, в генераторном режиме работы АМ с инвертором возможны два режима инвертора, когда либо чередуются мгновенные схемы с тремя включенными диодами и с двумя диодами и тиристором (рис. 2, а), либо чередуются схемы с двумя включенными тиристорами и одним диодом и с одним включенным тиристором и двумя диодами (рис. 2, б). На рисунке цифрами 1—8 обозначены упрощенные включения фаз и вентиля, соответствующие последовательно образующимся межкоммутационным интервалам, $i_a, i_b, i_c, i_p, i_{c\Phi}$ — токи в фазах А, В, С машины, резисторе и конденсаторе соответственно; U_d — напряжение на зажимах резистора.

Основным режимом работы является первый из указанных выше. Переход на второй режим осуществляется при низких коэффициентах мощности. По расчетам¹ для схемы рис. 1 этот переход происходит при $\cos \varphi \approx 0,55$. Для него представлены мгновенные схемы 1 и 2; дальнейшая последовательность переключений аналогична первому режиму.

При первом режиме работы в межкоммутационных интервалах 1, 3, 5... мощность АМ поглощается в резисторе и конденсаторе, происходит заряд конденсатора. В интервалах 2, 4, 6... конденсатор, как показано ниже, разряжается, но диоды препятствуют протеканию тока разряда в АМ (если пренебречь обратным током диодов), и он протекает в резисторе. При втором режиме в интервале 1 ток разряда конденсатора протекает также в фазах А и С, обеспечивая подвозбуждение АМ от конденсатора. В редких случаях возможен режим прерывистого тока с двумя включенными диодами. Здесь он не рассматривается.

В статье анализируется характер электромагнитных процессов при квазиустановившейся работе АМ с инвертором, работающим в первом режиме, при этом принимается, что в АМ имеется магнитный поток. Опыты показали, что при наличии остаточного магнитного потока и определенных соотношениях частоты вращения ротора, сопротивления нагрузки и т. д. возможно самовозбуждение АМ. При отсутствии этих условий магнитный поток может быть создан кратковременным включением внешнего источника питания. Помимо того, что при первом режиме работы инвертора осуществляется большинство реальных режимов работы АМ, он представляет большой теоретический интерес еще и возможностью работы схемы без конденсатора и реактора, т. е. совсем без реактивных элементов. Это подтвердили исследования, проведенные на кафедре электрического транспорта МЭИ.

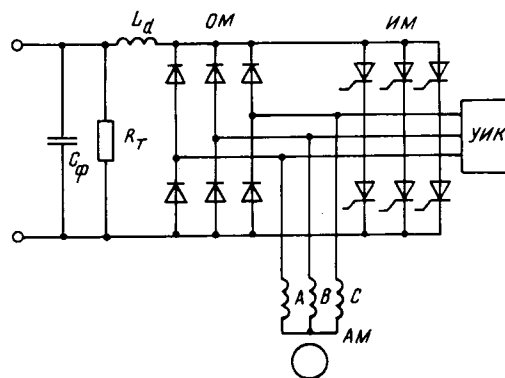


Рис. 1. Принципиальная схема привода

¹ Электрические передачи переменного тока тепловозов и газотурбовозов/А. Д. Степанов, В. И. Андерс, В. А. Пречиский, Ю. И. Гусевский — М.: Транспорт, 1982.

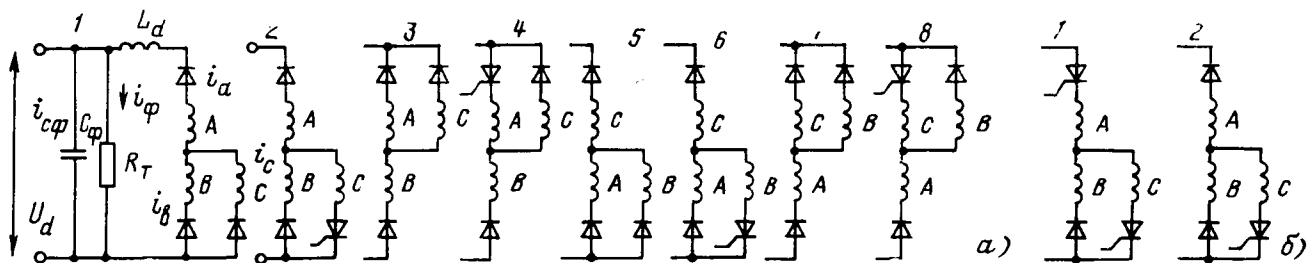


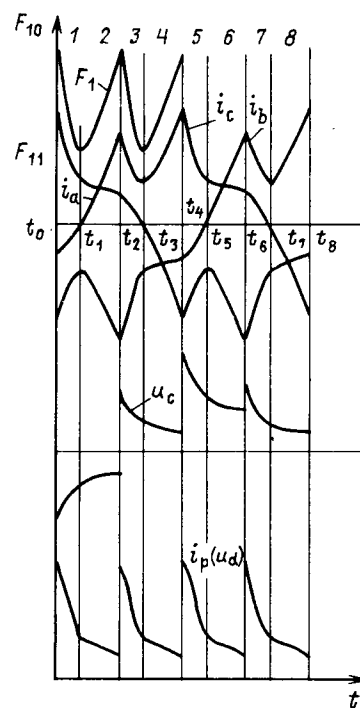
Рис. 2. Мгновенные схемы замещения инвертора при работе АМ в генераторном режиме

Так как работа АМ без реактивных элементов противоречит установившемуся представлению о том, что асинхронный генератор не может работать без внешнего источника реактивной мощности, то в литературе функции такого источника приписываются инвертору. Основная задача данной статьи заключается в том, чтобы раскрыть сущность физических явлений, происходящих при работе АМ с инвертором, вывести основные соотношения, характеризующие их совместную работу, и показать, что инвертор выполняет роль лишь переключателя обмоток, обеспечивающего возможность самовозбуждения АМ.

Совместную работу АМ с инвертором наиболее просто и наглядно можно проанализировать при отсутствии в схеме емкости и индуктивности. Поэтому в первую очередь рассмотрим этот вариант. На рис. 3 представлены кривые токов i_a , i_b , i_c фаз А, В, С обмотки статора АМ, напряжение U_c на зажимах фазы С и тока i_p в резисторе R_T , построенные по снятым на стенде МЭИ осциллограммам при постоянной частоте вращения, магнитном потоке и скольжении АМ и при отсутствии C_ϕ и L_d . Принимая сопротивление R_T постоянным и пренебрегая падениями напряжения в вентилях, можно считать, что кривая i_p представляет собой также кривую напряжения U_d на зажимах резистора. Коммутация вентиля при построении кривых принята мгновенной. Вертикальные линии являются границами межкоммутационных интервалов, которые обозначены номерами 1—8 в соответствии со схемами 1—8 (рис. 2). Знаки токов и напряжений фаз приняты положительными, когда они направлены от нулевой точки к началу.

При питании АМ в режиме двигателя от внешнего источника энергии через инвертор кривая напряжения фазы имеет ступенчатую форму, причем при хорошем сглаживании пульсаций можно считать, что на каждом межкоммутационном интервале значение напряжения может быть легко определено, если задано и принято постоянным входное напряжение на данном интервале. Расчеты режимов работы двигателя ведутся либо путем разложения заданной кривой напряжения в гармонический ряд и применения методики для синусоидальной формы напряжения, либо путем расчета токов последовательно для различных интервалов по известному и постоянному для каждого интервала значению напряжения фазы. Такие же подход и методы расчета рекомендуются и для генераторного режима с изменением знака скольжения; если АМ присоединена к мощному источнику энергии с заданным напряжением, то результаты получаются приемлемыми.

Для рассматриваемой схемы, в которой отсутствуют внешний источник энергии и конденсатор, при таком подходе нельзя объяснить явления, происходящие в АМ.

Рис. 3. Временные диаграммы токов, напряжений и суммарной м. д. с. при отключенной C_ϕ

В данной статье предлагается новый метод анализа электромагнитных процессов в схеме. Сущность его заключается в следующем.

Как известно, в статорной и роторной обмотках АМ при вращении ротора наводятся э. д. с. от магнитного потока в зазоре, которые будем называть основными. Кроме того, в фазах обмотки статора наводятся э. д. с. от потоков рассеяния статора, не связанных с обмоткой ротора, а в обмотке ротора наводится э. д. с. потоком рассеяния ротора, не связанным с обмоткой статора. Значения и характер изменения этих э. д. с. определяют значения и характер изменения токов в обмотках выходного напряжения U_d и напряжений на зажимах фаз обмотки статора АМ.

Магнитный поток в воздушном зазоре является результатом взаимодействия м. д. с. трех фаз обмотки статора и обмотки ротора. Как показали исследования, проведенные под руководством авторов, кривая распределения магнитного поля в зазоре мало отличается от синусоиды, несмотря на резкие изменения токов фаз в межкоммутационных интервалах. Расчеты показали, что наибольшие отклонения кривой магнитного потока в зазоре от синусоиды при работе АМ с инвертором при самовозбуждении без емкости не превышают 5%. Поэто-

му э. д. с., наводимую в фазах обмотки статора магнитным потоком в воздушном зазоре, можно принять приближенно синусоидальной; она может быть выражена уравнением

$$e_c = k_w \omega_1 f_1 \Phi_m \sin(\omega t + \theta), \quad (1)$$

где ω — угловая частота напряжения, задаваемая частотой переключения тиристорных инверторов; θ — начальный угол сдвига э. д. с. от начала отсчета; ω_1 — число витков фазы обмотки статора; f_1 — частота тока; k_w — обмоточный коэффициент обмотки статора; Φ_m — амплитудное значение магнитного потока в зазоре.

Соответственно для э. д. с. фаз *A* и *B*, приняв фазы симметричными, можно написать уравнения:

$$e_a = k_w \omega_1 f_1 \Phi_m \sin\left(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3}\right); \quad (2)$$

$$e_b = k_w \omega_1 f_1 \Phi_m \sin\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right). \quad (3)$$

Э. д. с., наводимая в фазе статора магнитным потоком рассеяния, пропорциональна производной тока в этой фазе и зависит также от производных токов других фаз. Обычно взаимоиנדукция одной фазы с другими учитывается путем увеличения индуктивности фазы в 1,5 раза. Примем это допущение для рассматриваемого режима, тогда э. д. с. e_{sc} , наводимая в фазе *C* потоком рассеяния, может быть представлена уравнением

$$e_{sc} = -L_1 \frac{di_c}{dt}, \quad (4)$$

где L_1 — индуктивность фазы с учетом взаимоиנדукции. Аналогично

$$e_{sa} = -L_1 \frac{di_a}{dt}; \quad (5)$$

$$e_{sb} = -L_1 \frac{di_b}{dt}. \quad (6)$$

В дальнейшем э. д. с. e_{sa} , e_{sb} , e_{sc} называются кратко э. д. с. самоиנדукции. Как видно из приведенных выражений, мгновенные значения э. д. с. самоиנדукции зависят от формы кривых тока и резко изменяются по значению и направлению в различных интервалах.

Рассмотрим, как работает АМ с инвертором (без емкости и индуктивности) на различных интервалах и как формируются кривые тока и напряжения в фазах статора.

В интервале 1 (рис. 2, а) включены три диода, и токи во всех фазах протекают в одном направлении. Поскольку они определяются в основном значениями и направлениями основных э. д. с. в фазах, следует считать, что и э. д. с. e_a , e_b , e_c имеют направления, одинаковые с направлениями токов. Согласно принятым знакам токов и э. д. с. i_a и e_a положительны, i_b , i_c , e_b , e_c отрицательны. Все фазы передают в резистор R_T активную мощность. Фазы *B* и *C* включены параллельно, и токи в них распределяются в зависимости от значений основных э. д. с. Так как ток в фазе *C* меньше тока фазы *B* и приближается к нулю, можно полагать, что $e_c < e_b$ и уменьшается по абсолютному значению.

Принимая активные сопротивления r_1 фаз одинаковыми, можно написать систему уравнений для интервала 1:

$$e_a - e_b - e_{sa} - e_{sb} - i_a r_1 + i_b r_1 = U_d; \quad (7)$$

$$e_{sb} - e_b + i_b r_1 = e_{sc} - e_c + i_c r_1; \quad (8)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0; \quad (9)$$

$$U_d = i_p R_T; \quad (10)$$

$$i_p = i_a. \quad (11)$$

Как видно из кривых (рис. 3), токи i_a , i_b , i_c всех фаз уменьшаются в течение интервала 1. Следовательно, э. д. с. самоиנדукции всех фаз имеют одинаковое направление. Разность e_b и e_c компенсируется разностью активных падений напряжения и э. д. с. самоиנדукции в фазах.

В момент времени t_1 (рис. 3) ток в фазе *C* снижается до нуля, и диод в этой фазе запирается. Системой управления инвертора до этого момента подан управляющий сигнал на тиристор, который должен заменить запираемый диод. Он включается в момент t_1 , с которого начинается интервал 2.

Система уравнений (7)–(11) справедлива и для интервала 2, необходимо лишь изменить знак тока фазы *C*. Заметим, что для изменения направления тока не требуется изменения направления основной э. д. с., необходима лишь достаточная разность $e_b - e_c$. Направление э. д. с. самоиנדукции в фазе *C* остается неизменным, она направлена одинаково с e_c , и их сумма, если пренебречь активным падением напряжения, должна уравновесить сумму $e_b + e_{sb}$. Фаза *C* не отдает энергию в нагрузку, а потребляет часть энергии, вырабатываемой фазой *B*, и эта энергия используется для накопления энергии магнитного поля АМ. Увеличение тока в фазе *C* сопровождается увеличением тока и в фазе *B*.

Интервал 2 длится до момента времени t_2 , когда по сигналу системы управления инвертором происходит принудительное запирающее тиристора в фазе *C*. Этот момент является решающим в формировании процессов в АМ. Ток в фазе *C* не может мгновенно исчезнуть вследствие индуктивности фазы, а путь для протекания тока возможен через обратный диод, соединяющий начало фазы *C* с положительным полюсом цепи, т. е. фаза *C* перебрасывается с отрицательного полюса на положительный, как показано на схеме 3 (рис. 2).

При мгновенной коммутации вентилей токи во всех фазах в первый момент после переключения вентилей должны остаться неизменными. При безындуктивном резисторе R_T ток в нем мгновенно увеличивается, так как к току фазы *A* добавляется ток фазы *C*, а ток фазы *B* по-прежнему равен их сумме. Для конкретного режима работы, кривые тока и напряжения которого показаны на рис. 3, ток фазы *C* перед переключением почти в 3 раза превышал ток фазы *A*. Таким образом, после переключения ток в резисторе, а следовательно, и напряжение U_d увеличивается приблизительно в 4 раза. Основные э. д. с. в фазах не могут изменяться резко, следовательно, скачок напряжения возможен лишь за счет резкого увеличения э. д. с. самоиנדукции. Это и происходит в АМ вследствие высокой скорости уменьшения тока во всех фазах и изменения направления самоиנדукции в фазах *B* и *C*, которые перед выключением тиристора были направлены от начала фаз к нулевой точке, а после выключения — от нулевой точки к началам.

Для схемы 3 остаются справедливыми уравнения (7), (9) и (10). Вместо уравнений (8) и (11) следует написать:

$$e_{sa} - e_a + i_a r_1 = e_{sc} - e_c + i_c r_1; \quad (12)$$

$$i_p = -i_b. \quad (13)$$

Из сопоставления (12) и (13) с (8) и (11) можно видеть, что они отличаются только заменой индексов a и b с учетом знака тока. Например, кривая тока i_b (рис. 3) в интервале 3 повторяет кривую тока i_a в интервале 1, но с обратным знаком. В интервалах 1 и 2 ток в резисторе равен току фазы A , следовательно, кривая i_p повторяет кривую тока i_a . В интервалах 3 и 4 ток в резисторе равен току фазы B с обратным знаком, и кривая тока i_p в этих интервалах не отличается от кривой i_p в интервалах 1 и 2. Таким образом изменяется напряжение U_d на зажимах резистора.

На рис. 4 приведена упрощенная схема трехфазной двухполюсной АМ с двумя пазами на полюс и фазу статорной обмотки. В момент t_0 начала интервала 1 в фазе A ток положительный, т. е. протекает от начала A_n фазы — на схеме это направление тока отмечено крестиком. В фазах B и C токи отрицательные, т. е. подводятся к началам фаз B_n и C_n — отмечены в проводах точками. Концы фаз A_k , B_k , C_k соединены нулевым проводом.

На интервале 1 в верхней половине статорной обмотки ток во всех фазах имеет одинаковое направление, принимаемое положительным, в нижней части токи во всех фазах отрицательны. Ток фазы A по абсолютному значению равен сумме токов фаз B и C , причем ток фазы C меньше тока фазы B . Можно считать с учетом последнего, что ось суммарной м. д. с. всех трех фаз в момент t_0 направлена примерно по стрелке F_{10} . В момент времени t_1 ток в фазе C равен нулю, токи в фазах A и B равны между собой. Поэтому ось суммарной м. д. с. направлена по оси симметрии этих фаз, т. е. по стрелке F_{11} . В интервале 2 направление тока в фазе C меняется на обратное, и в момент времени t_2 ось м. д. с. занимает положение примерно по стрелке F_{12} и т. д. Следовательно, ось м. д. с. статора вращается с частотой и направлением, задаваемым частотой и последовательностью переключений тиристоров.

Так как токи в фазах на интервалах существенно изменяются, представляет интерес характер изменения м. д. с. во времени. Приблизительную оценку можно получить следующим образом. В момент времени t_0 ось м. д. с. примерно совпадает с осью фазы A , а фазы B и C наклонены к оси м. д. с. приблизительно под углом 60° . Учитывая, что сумма токов фаз B и C равна току фазы A , можно считать, что суммарная м. д. с. в момент t_0 равна

$$F_{10} \approx \omega_1 k_w i_a + \omega_1 k_w (i_b + i_c) \cos \frac{\pi}{3} = \\ = \omega_1 k_w (i_a + 0,5 i_a) = 1,5 \omega_1 k_w i_a.$$

В момент t_1 м. д. с. создается фазами A и B с равными токами. Оси фаз наклонены к оси суммарной м. д. с. под углом 30° , поэтому для этого момента суммарная м. д. с. равна

$$F_{11} \approx \omega_1 k_w (i_a + i_b) \cos \frac{\pi}{6} = 1,75 \omega_1 k_w i_a.$$

Ток i_a в течение интервала 1 снижается, следовательно, снижается и суммарная м. д. с., но в меньших пределах. На осциллограмме (рис. 3) м. д. с. в момент t_0 представлена точкой F_{10} и в момент t_1 — точкой F_{11} на кривой F_1 . В момент t_2 при новом положении оси м. д. с. по стрелке F_{12} (рис. 4) значение суммарной м. д. с.

$$F_{12} = F_{10}.$$

Суммарная м. д. с. обмоток статора, вращаясь с частотой переключения тиристоров, пульсирует со зна-

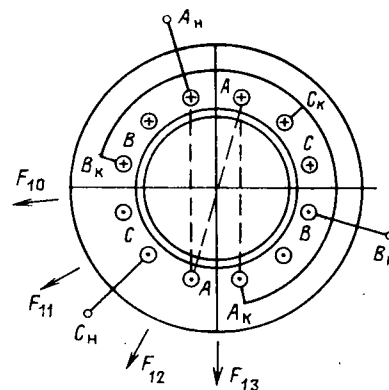


Рис. 4. К определению м. д. с.

чительной амплитудой, зависящей от режима работы АМ (скольжения, частоты, магнитного потока). Пульсации м. д. с. вызывают пульсации магнитного потока рассеяния статора и основного магнитного потока в зазоре, ось которого вращается синхронно с м. д. с. Пульсации последнего приводят к пульсациям тока, м. д. с. и магнитного потока рассеяния ротора. Вследствие малой индуктивности роторной обмотки и сильной магнитной связи между статорной и роторной обмотками пульсации м. д. с. ротора почти противоположны по знаку пульсациям м. д. с. статора. Поэтому амплитуда пульсаций магнитного потока в зазоре во много раз меньше амплитуд пульсаций магнитных потоков рассеяния, непосредственно связанных с токами обмоток. Этим объясняются малые отклонения кривой магнитного потока в зазоре от синусоиды, несмотря на значительные пульсации м. д. с. статора.

Мощность, передаваемая от АМ в резистор,

$$P_p = U_d i_p = i^2 R_T. \quad (14)$$

Ток резистора, как видно из кривых (рис. 3), пульсирует с большой амплитудой. Мощность, как следует из (14), колеблется с еще большей амплитудой. Мгновенное значение электромагнитного момента на валу АМ

$$M_{эм} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega}. \quad (15)$$

Электромагнитный момент и электромагнитная мощность, равная числителю правой части равенства (15), пульсируют, как показали расчеты, с значительно меньшей амплитудой, чем выходная мощность.

На основании изложенного работа АМ с инвертором в режиме самовозбуждения может быть охарактеризована следующими положениями. Примем, что приводной двигатель вращает вал АМ с постоянной частотой вращения, передает на вал АМ постоянный вращающий момент и, следовательно, постоянную мощность. Эта мощность за вычетом потерь в АМ является средней мощностью нагрузки. Инвертор с помощью системы автоматического регулирования устанавливает скольжение, соответствующее передаваемой мощности, и с помощью системы управления выключает тиристоры с частотой, равной сумме синхронной частоты и скольжения.

В нечетные межкоммутационные интервалы 1, 3, 5 ... (рис. 2 и 3) обратный мост диодов инвертора работает как неуправляемый выпрямитель, передавая активную мощность АМ в нагрузку. При этом мощность, отдаваемая АМ, выше средней за счет использования энергии магнитного поля АМ, которая в течение этих интервалов резко снижается. Инвертор обеспечивает параллельное

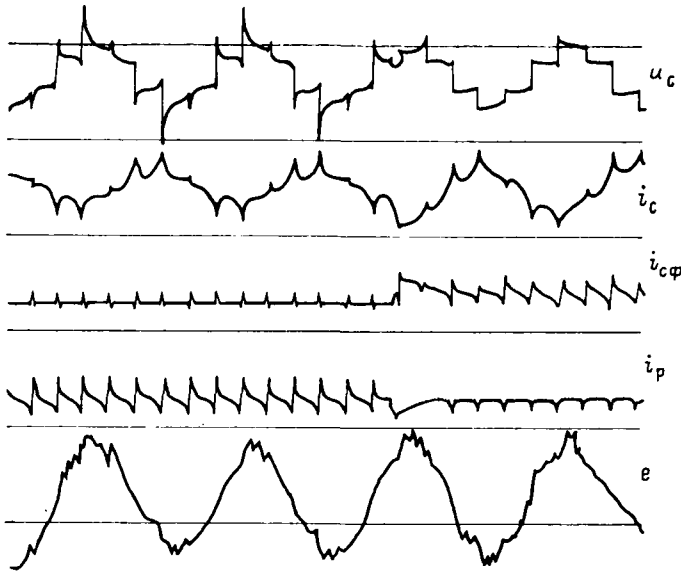


Рис. 5. Осциллограмма электромагнитных процессов при включенной и отключенной емкости фильтра

соединение двух фаз, при котором за счет разности э. д. с. этих фаз в одной из них ток падает до нуля ранее, чем снижаются до нуля э. д. с. и напряжение на зажимах этой фазы. Этим выполняется одно из главных условий устойчивости работы АМ в генераторном режиме: опережение тока по отношению к э. д. с. и напряжению.

В четных интервалах инвертор обеспечивает включение тиристора, который позволяет увеличиваться току в этой фазе в обратном направлении за счет энергии параллельно включенной фазы и уменьшения мощности, передаваемой в нагрузку. В этих интервалах мощность нагрузки меньше средней, и избыток мощности, получаемой АМ от приводного двигателя, затрачивается на увеличение энергии магнитного поля АМ. Накопление энергии магнитного поля прекращается принудительным выключением тиристора. Длительность четного интервала, т. е. момент перехода тока фазы через нуль устанавливается, соответственно, в зависимости от режима работы АМ. Чем ниже коэффициент мощности, с которым работает АМ, тем раньше осуществляется переход тока фазы через нуль по отношению к моменту коммутации тиристора. Если требуемая длительность четного интервала близка к 60° , устойчивая работа АМ с инвертором в первом режиме работы инвертора становится невозможной.

Кратко рассмотрим влияние емкости C_ϕ и индуктивности L_d в цепи нагрузки на электромагнитные процессы. При включении C_ϕ в соответствии со схемой (рис. 1) уравнение (11) следует заменить на уравнение

$$i_p = i_a - i_{c\phi}. \quad (16)$$

Ток в конденсаторе

$$i_{c\phi} = C_\phi \frac{dU_d}{dt}, \quad (17)$$

где C_ϕ — емкость конденсатора.

Из (16) следует, что включение конденсатора снижает ток в резисторе, так как часть тока фазы A поглощается в конденсаторе; эта часть тока увеличивается с ростом емкости. Вследствие этого уменьшается скачок напряжения U_d , пропорционального току в резисторе, при переходе со схемы 2 на схему 3 (рис. 2). Включение

конденсатора главным образом уменьшает амплитуду пульсаций выходного напряжения, амплитуда пульсаций тока при этом изменяется незначительно. Форма кривой тока в межкоммутационном интервале несколько изменится.

При включении в схему реактора с индуктивностью L_d необходимо в (7) добавить э. д. с. самоиндукции реактора, в результате чего для схем 1 и 2 (рис. 2) получим:

$$e_a - e_c - e_{sa} - L_d \frac{di_a}{dt} - e_{sb} - i_a r_1 + i_b r_1 = U_d. \quad (18)$$

Введение индуктивности уменьшает скорость изменения тока в фазе и в резисторе, вследствие чего замедляется и изменение выходного напряжения. Это в особенности сказывается при переключении со схемы 2 на схему 3, когда к току фазы A добавляется ток фазы C . Индуктивность реактора препятствует мгновенному росту тока в цепи нагрузки. Ток увеличивается со скоростью, зависящей от индуктивности, что способствует уменьшению амплитуды пульсаций напряжения и тока.

На рис. 5 приведена осциллограмма электромагнитного процесса при квазиустановившемся режиме работы асинхронного генератора с инвертором, созданного по схеме (рис. 1) при отключенной сети. В качестве генератора использован трехфазный асинхронный двигатель ДК-712 мощностью 50 кВт, вал которого соединен с маховой массой и машиной постоянного тока, могущей работать в качестве приводного двигателя или нагрузочного генератора. При снятии осциллограммы сопротивление резистора составляло $R_r = 2,5$ Ом, индуктивность реактора $L_d = 0,45$ мГн (приблизительно равная индуктивности фазы обмотки АМ) и емкость $C_\phi = 7500$ мкФ, частота напряжения 50 Гц.

Многочисленные опыты включения и выключения конденсатора при работе АМ в режиме самовозбуждения при достаточно высоком коэффициенте мощности (более 0,6) показали, что этим не нарушается устойчивая работа привода, но изменяется форма кривых тока и напряжения. На осциллограмме (рис. 5) показаны кривые напряжения U_c (например, фазы C), тока i_c той же фазы, тока в конденсаторе $i_{c\phi}$, тока в резисторе i_p и э. д. с. e_c , наводимой в фазе статора магнитным потоком в зазоре.

В процессе записи осциллограммы включался конденсатор. Момент его включения характеризуется появлением колебаний тока $i_{c\phi}$ в осциллограмме. При включенном конденсаторе форма кривой напряжения фазы приближается к прямоугольно-ступенчатой, характерной для работы АМ с инвертором от внешнего источника энергии. Но все же и в этом случае напряжение фазы в межкоммутационных интервалах не остается постоянным. При реальных значениях емкости, обычно выбираемых в асинхронных вентильных приводах в качестве фильтра, отключения напряжения на интервалах достигают 40% значения напряжения перед переключением вентилей. При отключенном конденсаторе отключения напряжения на интервалах резко увеличиваются и достигают 300% напряжения перед переключением. Форма кривой тока зависит от емкости конденсатора менее существенно. При выключенном конденсаторе ток после переключения вентилей меняется более быстро и снижается до меньших значений, чем при включенном конденсаторе. Пиковые значения тока изменяются относительно мало. При включенном конденсаторе пульсации тока i_p в тормозном резисторе, пропорциональные выходному напряжению U_d , резко сокращаются, т. е.

сглаживающее влияние конденсатора более всего проявляется на выходном напряжении и напряжении фазы.

В нижней части осциллограммы записана э. д. с., наводимая в фазе статора магнитным потоком в воздушном зазоре. Она получена с помощью датчика, размещенного вдоль зубца статора в зазоре. По форме кривая довольно близка к синусоиде и очень существенно, в особенности при выключенном конденсаторе, отличается от кривой напряжения фазы. Пульсации высокой частоты объясняются влиянием зубцов и пазов ротора. Влияние резких изменений тока фазы на кривой э. д. с. сказывается сравнительно мало. Слабо влияет на форму кривой э. д. с. включение и выключение конденсатора. Таким образом, принятое в теоретическом анализе допущение о синусоидальности э. д. с., наводимой магнитным потоком в зазоре, является приемлемым. Подтверждается и правильность разделения э. д. с. фазы на э. д. с., наводимую потоком в зазоре, и э. д. с., наводимую потоками рассеяния и пропорциональную производной тока.

Выше указывалось, что рассмотренный режим работы системы, когда конденсатор отсутствует или не используется для поддержания магнитного потока АМ, возможен при коэффициенте мощности более 0,55. При меньших коэффициентах мощности работа АМ с инвертором без конденсатора невозможна. При наличии конденсатора схема (рис. 1) обеспечивает автоматический переход на чередование мгновенных схем (рис. 2, б), когда в межкоммутационном интервале 1, кроме энергии, получаемой от фазы В, фаза С, а также и фаза А получают энергию от конденсатора. Такой режим работы является, по существу, также режимом самовозбуждения АМ, так как конденсатор получает энергию в интервале 2 (рис. 2, а) от АМ. В отличие от предыдущего режима его можно назвать режимом самовозбуждения с конденсаторным подвозбуждением. Этот режим требует отдельного анализа, который в рамках данной статьи привести не представляется возможным.

[06.06.85]



УДК [621.314.572:621.382.233.026]:[621.314.632:621.372.542.3]

Электромагнитные процессы в тиристорном однофазном мостовом инверторе напряжения с одноступенчатой коммутацией при работе на выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром

АРХИЕРЕЕВ И. П., канд. техн. наук, ДАНИЛЕВИЧ О. И., канд. техн. наук

Как известно, высокие технико-экономические показатели вторичных источников электропитания и, в частности, требуемая динамическая стабильность их выходных параметров обеспечиваются применением промежуточного звена повышенной частоты [1], позволяющего согласовать напряжение питающей сети и выходное напряжение источника без существенного увеличения индуктивности в его цепях. При мощности в десятки киловатт в качестве промежуточного звена повышенной частоты целесообразно использовать сравнительно простой и достаточно надежный тиристорный однофазный мостовой параллельный инвертор напряжения с одноступенчатой коммутацией (рис. 1). Близкая к прямоугольной форма выходного напряжения такого инвертора облегчает фильтрацию напряжения выходного выпрямителя с индуктивно-емкостным фильтром, подключаемого к выходу инвертора.

Анализ электромагнитных процессов в выпрямителе и в питающем его автономном инверторе напряжения проведен в [2], где, однако, рассмотрен трехфазный мостовой управляемый выпрямитель, питающийся от автономного инвертора на идеальных двухоперационных ключах, тогда как в исследуемом источнике однофазный неуправляемый выпрямитель подключен к автономному инвертору напряжения на однооперационных тиристорах. Поэтому выводы [2] не охватывают все стороны процессов в исследуемом инверторе.

При работе инвертора на выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром, обеспечивающим практически неизменный ток в дросселе фильтра, электромагнитные процессы коммутации в инверторе на интервале разряда

t_p коммутирующего конденсатора С инвертора от начального напряжения $U_{снач}$ на нем до нуля (рис. 2 и 3) не отличаются от процессов в инверторе, нагруженном на активно-индуктивную нагрузку переменного тока [3 и 4], поскольку в обоих случаях изменение напряжения на конденсаторе u_c происходит при неизменных токах в обмотках инверторного трансформатора.

На следующем интервале заряда $t_{зар}$ коммутирующего конденсатора от нуля до конечного напряжения $U_{скон}$ противоположной полярности и равного $(1 + k_{вз}) U_d$, где $k_{вз} = 2 \omega_{1B} / \omega_{1C}$ — коэффициент возврата (рис. 1), а U_d — входное напряжение инвертора, электромагнитные процессы в инверторе, работающем на активно-индуктивную нагрузку, описываются теми же аналитическими зависимостями, что и на интервале разряда, в то время как в инверторе, работающем на выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром, электромагнитные процессы на интервале заряда подчиняются другим закономерностям, поскольку заряд конденсатора происходит при изменяющихся токах инверторного трансформатора вследствие коммутации в выходном выпрямителе тока нагрузки I_n источника. Такие процессы в литературе не описаны и нуждаются в специальном анализе, который выполнен в данной статье.

Проводя исследования электромагнитных процессов, будем пренебрегать активными сопротивлениями в цепях инвертора и выходного выпрямителя, а вентили инвертора и выпрямителя рассматривать как идеальные.

В зависимости от величин приведенного тока нагрузки $I_{н1}$ инвертора и напряжения короткого замыкания u_k инверторного трансформатора возможны два режима

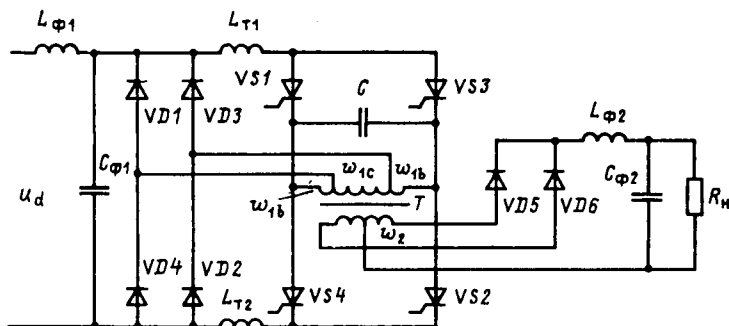


Рис. 1. Принципиальная схема инвертора с выходным выпрямителем и LC-фильтром

заряда конденсатора C в процессе коммутации в инверторе.

В первом режиме (рис. 2) заряд конденсатора от нуля до напряжения $U_{C\text{кон}}$ завершается в момент t_2 — до момента t_3 окончания процесса коммутации тока в выпрямителе, продолжительность которого составляет $t_{к.в}$. Ток i_1 в первичной обмотке трансформатора в момент t_2 достигает значения $I_1(t_2) < I_{н1}$. Коммутация тока в выпрямителе завершается при неизменном напряжении на конденсаторе $u_C = U_{C\text{кон}}$ за время $t_{к.в1}$, и, следовательно, полное время коммутации тока в выпрямителе $t_{к.в} = t_{зап} + t_{к.в1}$.

Во втором режиме (рис. 3) коммутация тока в выпрямителе завершается в момент t_2 — до момента t_3 окончания процесса заряда конденсатора, т. е. время коммутации тока в выпрямителе $t_{к.в}$ меньше времени заряда конденсатора $t_{зап}$. За время $t_{к.в}$ конденсатор C заряжается до напряжения $u_C(t_2) < U_{C\text{кон}}$ и затем за время $t_{дз}$ дозарядается до конечного напряжения $U_{C\text{кон}}$ при неизменном токе i_1 в первичной обмотке трансформатора, равном току $I_{н1}$. Следовательно, во втором режиме $t_{к.в} = t_{к.в1} + t_{дз}$.

Продолжительность коммутации в инверторе $t_{к.и}$, определяемая временем перезаряда конденсатора от начального напряжения на нем $U_{C\text{нач}}$ до конечного $U_{C\text{кон}} = (1 + k_{вз}) U_d$ противоположной полярности, в обоих режимах находится как $t_{к.и} = t_p + t_{зап}$. В момент завершения перезаряда конденсатора C , в момент t_2 в первом режиме (рис. 2) и в момент t_3 во втором (рис. 3) включаются возвратные диоды VD инвертора и начинается интервал возврата $t_{вз}$ накопленной в токоограничивающих дросселях L_T энергии, в течение которого ток i_L в дросселях снижается от начального для этого интервала значения $I_L(t_{к.и})$ до конечного I_0 , величина которого определяется режимом работы инвертора.

В инверторе, работающем в режиме полного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей, ток $I_0 = I_{н1}$. После окончания интервала возврата в этом случае наступает предшествующий очередной коммутации в инверторе интервал времени, в течение которого ток в токоограничивающих дросселях $i_L = I_{н1}$, а напряжение на коммутирующем конденсаторе $u_C = U_d$, причем процесс снижения напряжения u_C от значения $(1 + k_{вз}) U_d$ на интервале возврата до величины U_d после окончания интервала возврата, как правило, носит колебательный характер. Следовательно, в режиме полного возврата избыточной энергии напряжение $U_{C\text{нач}} = -U_d$.

В инверторе, работающем в режиме неполного возврата избыточной энергии, очередная коммутация в

инверторе начинается на интервале возврата, когда ток в токоограничивающих дросселях еще остается больше тока $I_{н1}$. В этом случае напряжение $U_{C\text{нач}} = -(1 + k_{вз}) U_d$.

На рис. 2 и 3 приведены кривые напряжений и токов в инверторе, работающем в режиме неполного возврата энергии из токоограничивающих дросселей. На этих же рисунках показаны кривые выпрямленного напряжения u_B выходного выпрямителя. На интервале коммутации тока в выпрямителе $t_{к.в}$ напряжение u_B равно нулю, а на других интервалах коммутации в инверторе — определяется напряжением на коммутирующем конденсаторе u_C .

Найдем выражения для напряжения u_C и тока i_C в конденсаторе, токов i_1 и i_L , времен t_p , $t_{зап}$, $t_{к.в}$, $t_{дз}$ и $t_{вз}$ в общем виде, справедливом для обоих указанных режимов работы инвертора. С целью упрощения выражений отсчет времени при рассмотрении электромагнитных процессов в инверторе на каждом интервале будем производить от начала соответствующего интервала.

Интервал разряда t_p коммутирующего конденсатора (рис. 2 и 3). При принятом условии постоянства тока $I_{н1}$ в дросселе фильтра выходного выпрямителя разряд коммутирующего конденсатора происходит при неизменном токе $i_1 = I_{н1}$, и, следовательно, на интервале разряда инверторный трансформатор с нагрузкой на расчетной схеме инвертора может быть представлен источником тока $I_{н1}$. Расчетная схема при указанных выше допущениях принимает вид, показанный на рис. 4, а, а электромагнитные процессы в ней описываются дифференциальным уравнением

$$2L_T C \frac{d^2 u_C}{dt^2} + u_C = U_d, \quad (1)$$

решение которого при начальных условиях $I_L(0) = I_0$, $U_C(0) = U_{C\text{нач}}$ позволяет получить выражения для напряжения u_C :

$$u_C = \frac{I_{0H}}{\omega_0 C} \sin \omega_0 t + (U_{C\text{нач}} - U_d) \cos \omega_0 t + U_d \quad (2)$$

и для тока i_L :

$$i_L = (U_d - U_{C\text{нач}}) \omega_0 C \sin \omega_0 t + I_{0H} \cos \omega_0 t - I_{н1}, \quad (3)$$

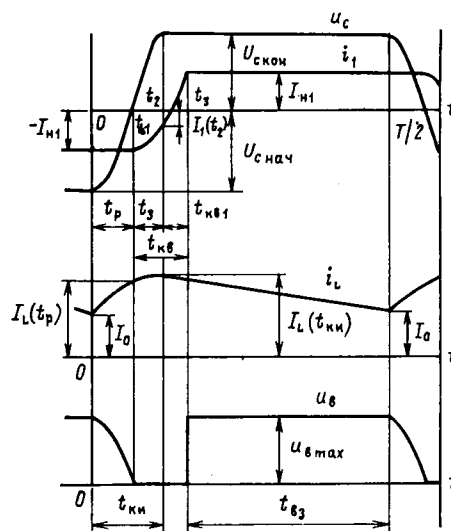


Рис. 2. Кривые напряжений и токов в инверторе в первом режиме заряда коммутирующего конденсатора

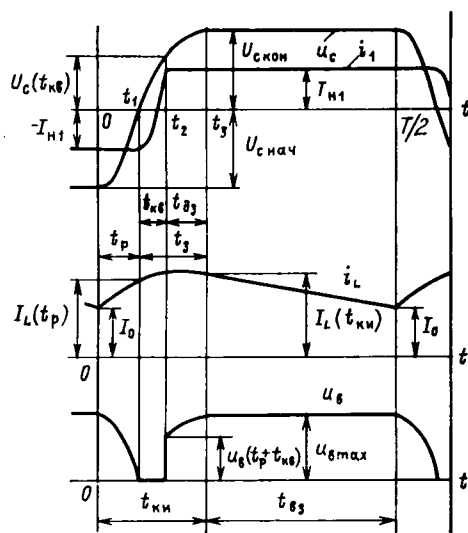


Рис. 3. Кривые напряжений и токов в инверторе во втором режиме заряда коммутующего конденсатора

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2L_T C}}$ — круговая частота контура коммутации; C — емкость коммутующего конденсатора; L_T — индуктивность токоограничивающего дросселя; $I_{0н} = I_0 + I_{н1}$.

Время разряда t_p конденсатора определяется из выражения (2), записанного для момента времени $t = t_p$, когда напряжение u_c становится равным нулю:

$$t_p = -\frac{1}{\omega_0} \left\{ \psi_p + \arcsin \frac{\omega_0 C U_d}{I_{0н}^2 + [(U_{снач} - U_d) \omega_0 C]^2} \right\}, \quad (4)$$

где

$$\psi_p = \arctg \frac{(U_{снач} - U_d) \omega_0 C}{I_{0н}}. \quad (5)$$

Ток i_L в дросселях на интервале разряда увеличивается от $I_L(0) = I_0$ до значения $I_L(t_p)$, определяемого выражением (3) при $t = t_p$ и являющегося начальным током дросселей для следующего интервала.

Интервал заряда $t_{зар}$ коммутующего конденсатора в первом режиме (рис. 2). Одновременно с началом интервала заряда конденсатора C начинается коммутация тока в выходном выпрямителе, вследствие чего инвертор оказывается нагруженным на короткозамкнутый инверторный трансформатор. Это позволяет на интервале заряда в расчетной схеме инвертора учитывать инверторный трансформатор только индуктивностью L_s рассеяния его обмоток (рис. 4, б).

На интервале заряда электромагнитные процессы в инверторе описываются дифференциальным уравнением

$$2L_T C \frac{d^2 u_c}{dt^2} + \frac{L}{L_s} u_c = U_d. \quad (6)$$

решение которого при начальных условиях $I_c(0) = I_c(t_p) = I_L(t_p) + I_{н1}$ и $U_c(0) = 0$ позволяет получить выражения для напряжения u_c :

$$u_c = \frac{I_c(t_p)}{\omega_0 C} \sin \omega_0 t - \frac{L_s}{L} U_d (\cos \omega_0 t - 1) \quad (7)$$

и далее для токов i_1 и i_c :

$$i_1 = -\frac{U_d}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t - \frac{2L_T I_c(t_p)}{L} (\cos \omega_0 t - 1) + \frac{U_d}{L} t - I_{н1}; \quad (8)$$

$$i_c = \omega_0 C \frac{L_s}{L} U_d \sin \omega_0 t + I_c(t_p) \cos \omega_0 t. \quad (9)$$

В выражениях (6) — (9) $\omega_0 = \sqrt{\frac{L}{2L_T L_s C}}$; $L = 2L_T + L_s$.

Время $t_{зар}$ заряда конденсатора можно определить из выражения (7), записанного для момента времени $t = t_{зар}$, когда напряжение на конденсаторе становится равным $U_{скон} = (1 + k_{вз}) U_d$. Тогда получим

$$t_{зар} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \arcsin \frac{(1 + k_{вз}) U_d - \frac{L_s}{L} U_d}{\sqrt{\left[\frac{I_c(t_p)}{\omega_0 C} \right]^2 + \left[\frac{L_s}{L} U_d \right]^2}} + \psi_{зар} \right\}, \quad (10)$$

где

$$\psi_{зар} = \arctg \frac{L_s U_d \omega_0 C}{L I_c(t_p)}. \quad (11)$$

Соответствующие моменту времени $t_{зар}$ значения тока $I_1(t_{зар})$ в первичной обмотке трансформатора и равного ему тока $I_L(t_{зар})$ в дросселях вычисляются по выражению (8). Ток $I_L(t_{зар})$ является начальным током дросселей следующего интервала $t_{к.в1}$ (рис. 2).

Интервал $t_{к.в1}$ окончания коммутации тока в выходном выпрямителе в первом режиме заряда (рис. 2). Коммутация тока в выходном выпрямителе завершается при неизменном напряжении $u_c = (1 + k_{вз}) U_d$. Напряжение u_c приложено к индуктивности L_s , и поэтому ток i_1 определяется из выражения

$$i_1 = I_1(t_{зар}) + \frac{(1 + k_{вз}) U_d}{L_s} t. \quad (12)$$

Воспользовавшись последним выражением, можно найти продолжительность рассматриваемого интервала:

$$t_{к.в1} = \frac{[I_{н1} - I_1(t_{зар})] L_s}{(1 + k_{вз}) U_d}. \quad (13)$$

Интервал $t_{к.в}$ коммутации тока в выпрямителе во втором режиме заряда (рис. 3). Расчетная схема инвертора для интервала $t_{к.в}$ соответствует схеме (рис. 4, б),

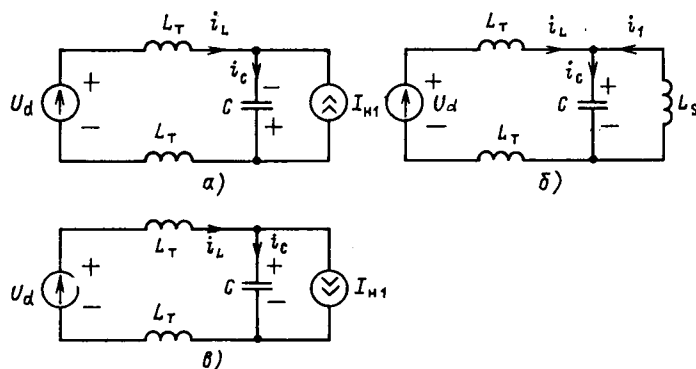


Рис. 4. Эквивалентные расчетные схемы инвертора: а — для интервала разряда коммутующего конденсатора; б — для интервала коммутации тока в выпрямителе; в — для интервала дозаряда коммутующего конденсатора

а начальные условия — начальным условиям для интервала заряда коммутирующего конденсатора в первом режиме заряда. Поэтому напряжение u_C и токи i_1 и i_C определяются выражениями (7)–(9).

Продолжительность $t_{к.в}$ интервала можно определить методом последовательных приближений из выражения (8), записанного для момента времени $t=t_{к.в}$, когда ток i_1 становится равным $I_{н1}$. С помощью подстановки найденного значения $t_{к.в}$ в выражения (7) и (9) вычисляются соответствующие значения напряжения $U_C(t_{к.в})$ и тока $I_C(t_{к.в})$ конденсатора в конце интервала коммутации тока.

Ток $I_L(t_{к.в})$ определяется по выражению

$$I_L(t_{к.в}) = I_C(t_{к.в}) + I_{н1}. \quad (14)$$

Напряжение $U_C(t_{к.в})$ и токи $I_C(t_{к.в})$ и $I_L(t_{к.в})$ являются начальными на следующем интервале $t_{дз}$ (рис. 3).

Интервал $t_{дз}$ дозаряда коммутирующего конденсатора во втором режиме заряда (рис. 3). Поскольку на данном интервале $i_1 = I_{н1} = \text{const}$, инверторный трансформатор с нагрузкой на расчетной схеме инвертора может быть представлен источником тока $I_{н1}$. Расчетная схема при прежних допущениях принимает вид, приведенный на рис. 4, в, и, следовательно, электромагнитные процессы в инверторе описываются дифференциальным уравнением (1). Решение этого уравнения при начальных условиях $I_C(0) = I_C(t_{к.в})$ и $U_C(0) = U_C(t_{к.в})$ приводит к выражениям для напряжения u_C :

$$u_C = \frac{I_L(t_{к.в}) - I_{н1}}{\omega_0 C} \sin \omega_0 t + [U_C(t_{к.в}) - U_d] \cos \omega_0 t + U_d \quad (15)$$

и тока i_L :

$$i_L = \omega_0 C [U_d - U_C(t_{к.в})] \sin \omega_0 t + [I_L(t_{к.в}) - I_{н1}] \cos \omega_0 t + I_{н1}. \quad (16)$$

Продолжительность $t_{дз}$ дозарядного интервала определяется из уравнения (15) по условию, что при $t = t_{дз}$ напряжение $u_C = (1 + k_{вв}) U_d$.

Тогда получим

$$t_{дз} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \arcsin \frac{\omega_0 C k_{вв} U_d}{\sqrt{[I_L(t_{к.в}) - I_{н1}]^2 + \omega_0^2 C^2 [U_C(t_{к.в}) - U_d]^2}} - \psi_{дз} \right\}, \quad (17)$$

где

$$\psi_{дз} = \arctg \frac{\omega_0 C [U_C(t_{к.в}) - U_d]}{I_L(t_{к.в}) - I_{н1}}. \quad (18)$$

Значение тока $I_L(t_{дз})$ в токоограничивающих дросселях в конце дозарядного интервала определяется по выражению (16) подстановкой в него значения $t = t_{дз}$.

Интервал $t_{вз}$ неполного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей (рис. 2 и 3). На интервале возврата ток $i_{вз}$ в токоограничивающих дросселях спадает линейно, а время возврата $t_{вз}$ избыточной энергии из дросселей определяется по выражению

$$t_{вз} = \frac{2L_T(I_{L\text{нач}} - I_0)}{k_{вв}U_d}, \quad (19)$$

где $I_{L\text{нач}} = I_L(t_{зар})$ в первом режиме заряда коммутирующего конденсатора и $I_{L\text{нач}} = I_L(t_{дз})$ во втором режиме заряда.

Полученные аналитические зависимости позволяют рассчитать электромагнитные процессы в исследуемом автономном инверторе в режимах работы его с полным и неполным возвратом избыточной энергии из токоограничивающих дросселей, и, в частности, определить граничную между этими режимами частоту $f_{гр}$ инвертора, при которой по окончании интервала полного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей, когда ток I_0 становится равным току $I_{н1}$, начинается очередная коммутация в инверторе. Для определения $f_{гр}$ необходимо принять $I_0 = I_{н1}$ и $U_{C\text{нач}} = -(1 + k_{вв}) U_d$ и произвести вычисления напряжений, токов и продолжительности каждого интервала. Тогда граничная частота находится по выражению

$$f_{гр} = \frac{1}{2(t_{к.в} + t_{вв})}. \quad (20)$$

При рабочей частоте $f_p < f_{гр}$ инвертор будет работать в режиме полного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей, а при $f_p > f_{гр}$ — в режиме неполного возврата избыточной энергии.

Обычно максимальная рабочая частота рассматриваемого инвертора, в значительной мере зависящая от времени выключения используемых тиристоров, принимается не более 400 Гц (исходя из условия полного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей). Такая частота намного ниже граничной и для промежуточного звена повышенной частоты вторичного источника электропитания является недостаточно высокой. Кроме того, вершина полуволны напряжения u_C на конденсаторе C и на первичной обмотке инверторного трансформатора при $f_p < f_{гр}$ имеет ступенчатую форму с уравнениями $(1 + k_{вв}) U_d$ на интервале полного возврата $t_{вз.п}$ и U_d на остальной части полупериода. Процесс снижения напряжения u_C после окончания интервала возврата $t_{вз.п}$ носит, как правило, колебательный характер, что существенно увеличивает пульсации напряжения выходного выпрямителя.

Если рабочую частоту f_p инвертора увеличить до значений, превышающих граничную, то будут не только повышены технико-экономические показатели вторичного источника электропитания, но и улучшена форма выходного напряжения инвертора, поскольку устраняется колебательное снижение напряжения на его вершине от значения $(1 + k_{вв}) U_d$ до значения U_d . Напряжение u_C и, следовательно, напряжение u_1 на первичной обмотке трансформатора к началу следующего полупериода будет сохраняться равным $(1 + k_{вв}) U_d$.

Таким образом, в рассматриваемом вторичном источнике электропитания использование режима неполного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей инвертора является целесообразным.

Для расчета электромагнитных процессов в инверторе при режимах с полным и неполным возвратом избыточной энергии из токоограничивающих дросселей требуется решение сравнительно сложного трансцендентного уравнения. Однако для режима с полным возвратом избыточной энергии расчет оказывается более простым, поскольку заранее известен ток $I_{L\text{кон}}$ в конце интервала возврата, равный приведенному току нагрузки $I_{н1}$ инвертора. В режиме с неполным возвратом избыточной энергии определение токов в инверторе (в том числе и тока $I_{L\text{кон}}$) и других величин может быть осуществлено методом последовательных приближений.

В связи с этим расчет электромагнитных процессов

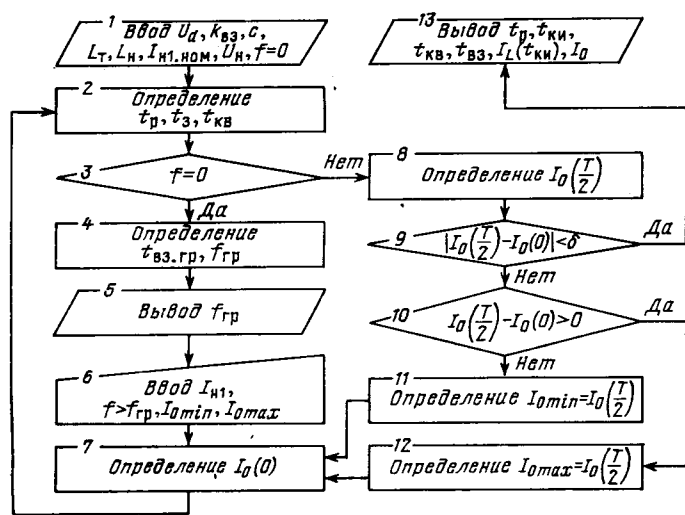


Рис. 5. Структурная схема алгоритма расчета процессов в инверторе

в инверторе в режиме полного и, тем более, в режиме неполного возврата избыточной энергии следует производить на ЭВМ. На рис. 5 приведена структурная схема алгоритма расчета процессов в инверторе, работающем в режиме неполного возврата энергии. Как видно из алгоритма, вначале для номинального тока нагрузки $I_{н.ном}$ источника вычисляются значения токов, напряжений и продолжительности каждого интервала времени, в том числе продолжительность полного возврата $t_{вз.п}$ избыточной энергии из токоограничивающих дросселей, и по выражению (20) находится значение граничной частоты $f_{гр}$ инвертора. Затем вводится рабочая частота $f_p > f_{гр}$, ток $I_{н1}$ нагрузки, приведенный к числу витков первичной обмотки инверторного трансформатора, и пределы I_{0min} и I_{0max} возможных изменений тока I_0 (рис. 2 и 3) в режиме с неполным возвратом избыточной энергии (можно принять $I_{0min} = 2 I_{н1.ном}$, а $I_{0max} = 4 I_{н1.ном}$). Неизвестная величина тока $I_0(0)$ в начале полупериода принимается равной $I_0(0) = \frac{1}{2} (I_{0min} + I_{0max})$, и вычисляются времена $t_{к.и}$ и $t_{к.в}$. По выражению

$$t_{вз} = \frac{1}{2f_p} - t_{к.и} \quad (21)$$

находится время возврата при неполном возврате избыточной энергии, а затем с помощью уравнения (19) вычисляется ток в токоограничивающих дросселях в конце интервала возврата (в конце полупериода), обозначаемый $I_0(T/2)$. Если найденное таким образом конечное значение тока $I_0(T/2)$ отличается от принятого начального тока $I_0(0)$ на величину, превышающую допустимую погрешность, одно предельное значение для тока I_0 , ниже I_{0min} или выше I_{0max} , в зависимости от знака разности $I_0(T/2) - I_0(0)$, приравнивается току $I_0(T/2)$, и вычисляется новое значение $I_0(T/2)$. Такие вычисления повторяются до тех пор, пока не будет достигнуто совпадение с требуемой точностью значений $I_0(0)$ и $I_0(T/2)$.

Разработанный алгоритм, позволяющий производить расчеты при различных значениях напряжения короткого замыкания u_k^* инверторного трансформатора в относительных единицах, коэффициента возврата $k_{вз}$, тока нагрузки выпрямителя и других величин, был ис-

пользован для анализа электромагнитных процессов в рассматриваемом инверторе с целью установить влияние параметров преобразователя на протекание процессов в нем.

Номинальные параметры исследуемого преобразователя: входное напряжение инвертора $U_d = 440$ В; выходное напряжение выпрямителя на холостом ходу $U_{но} = 31$ В; номинальный ток нагрузки выпрямителя, приведенный к числу витков первичной обмотки инверторного трансформатора, $I_{н1.ном} = 71$ А. Схемное (расчетное) время t_0 выключения тиристорov инвертора принято равным удвоенному значению паспортного времени выключения тиристорov ($t_0 = 40$ мкс). Емкость коммутирующего конденсатора $C = 16,8$ мкФ и индуктивность токоограничивающего дросселя $L_T = 0,27$ мГн определялись по выражениям, приведенным в [3].

В процессе исследования изменялись величины u_k^* , $k_{вз}$ и ток нагрузки преобразователя. Рабочая частота f_p принималась равной $1,1 f_{гр}$. По полученным расчетным данным на рис. 6, 7 и 8 построены основные зависимости, характеризующие работу инвертора в режиме неполного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей.

На рис. 6 показана зависимость граничной частоты $f_{гр}$ инвертора от коэффициента возврата $k_{вз}$ при значении $u_k^* = 0,05$. На рис. 7 для обычно применяемого значения $k_{вз} = 0,2$ приведена зависимость граничной частоты $f_{гр}$ инвертора от величины u_k^* . Здесь же приведены зависимости от величины u_k^* времени коммутации в инверторе $t_{к.и}$, времени разряда коммутирующего конденсатора t_p , времени коммутации тока в выпрямителе $t_{к.в}$, начального $I_L(t_{к.и})$ и конечного I_0 токов на интервале возврата при рабочей частоте $f_p = 1,1 f_{гр}$. Для случая с $k_{вз} = 0,2$ и $u_k^* = 0,05$ ($f_p = 1125$ Гц) на рис. 8 показана зависимость тока I_0 в конце интервала возврата от тока нагрузки источника.

Из рис. 7 видно, что значения токов I_0 и $I_L(t_{к.и})$ при рабочих частотах $f_p = 1,1 f_{гр}$ практически не зависят от напряжения u_k^* короткого замыкания инверторного трансформатора и, следовательно, не зависят от рабочей частоты инвертора. Поэтому практически сохраняется постоянная мощность потерь энергии в кон-

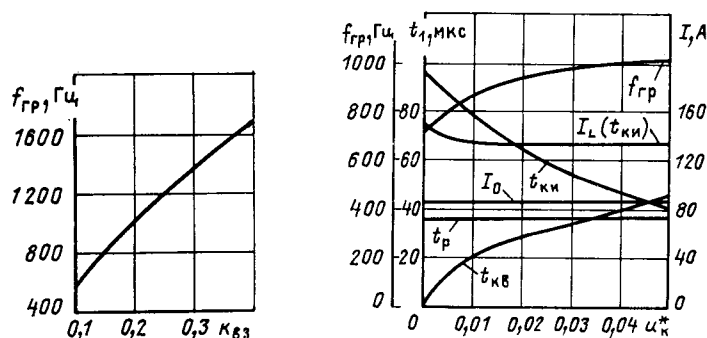


Рис. 6. Зависимость граничной частоты $f_{гр}$ от коэффициента возврата $k_{вз}$ при относительной величине напряжения короткого замыкания трансформатора $u_k^* = 0,05$

Рис. 7. Зависимость от относительной величины напряжения короткого замыкания трансформатора u_k^* граничной частоты $f_{гр}$, времени разряда коммутирующего конденсатора t_p , времени коммутации в инверторе $t_{к.и}$, времени коммутации в выпрямителе $t_{к.в}$, токов в токоограничивающих дросселях в начале I_0 и конце $I_L(t_{к.и})$ интервала коммутации в инверторе при рабочей частоте 1125 Гц

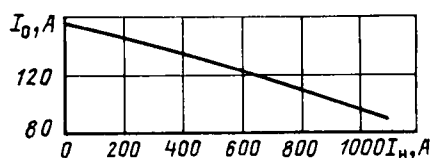


Рис. 8. Зависимость тока I_0 в токоограничивающих дросселях в начале интервала коммутации в инверторе от тока нагрузки I_n при рабочей частоте 1125 Гц и относительной величине напряжения короткого замыкания трансформатора $u_k^* = 0,05$

турах возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей. В рассматриваемом случае, когда напряжение $U_d = 440$ В, эта мощность составляет всего 1,2 % номинальной мощности нагрузки.

Возрастание тока I_0 при уменьшении тока I_n нагрузки (рис. 8) обуславливает необходимость выбора тиристоров и диодов инвертора по режиму холостого хода преобразователя, что приводит к увеличению их расчетного тока и установленной мощности (при $k_{вв} = 0,2$ в 1,8 раза).

Необходимо отметить, что увеличение тока, протекающего в возвратных секциях первичной обмотки инверторного трансформатора, приводит к соответствующему снижению тока в средней секции первичной обмотки, что обуславливает определенное уменьшение потерь в этой секции.

Анализ электромагнитных процессов в тиристорном однофазном мостовом инверторе напряжения при его работе на выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром позволяет отметить следующее:

1. Коммутация в выпрямителе начинается в момент, когда кривая напряжения на коммутирующем конденсаторе в процессе коммутации в инверторе переходит через нулевое значение, и приводит к увеличению продолжительности коммутации в инверторе.

2. Граничная частота инвертора, при которой длительность полупериода выходного напряжения определяется суммой времени перезаряда коммутирующего конденсатора и времени полного возврата избыточной энергии

из токоограничивающих дросселей, существенно зависит от значения коэффициента возврата инверторного трансформатора и в меньшей мере — от относительной величины его напряжения короткого замыкания.

3. Рабочую частоту инвертора во вторичных источниках электропитания целесообразно принимать выше граничной частоты (до 1—2 кГц), т. е. использовать режим неполного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей. При этом не только повышаются технико-экономические показатели источника, но и улучшается форма кривой выходного напряжения инвертора.

4. При рабочих частотах, превышающих граничные на 10 %, значения начального и конечного токов в токоограничивающих дросселях на интервале возврата избыточной энергии из них практически не зависят от относительной величины напряжения короткого замыкания инверторного трансформатора. Поэтому мощность потерь энергии в контурах возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей практически не зависит от частоты.

5. При использовании режима неполного возврата избыточной энергии из токоограничивающих дросселей выбор тиристоров и диодов по току следует производить по расчетным величинам при холостом ходе инвертора.

6. Полученные в статье аналитические зависимости, позволяющие рассчитать электромагнитные процессы в автономном инверторе и в питаемом им неуправляемом выпрямителе, могут быть использованы и для исследования процессов в схеме с управляемым выпрямителем, подключенным к инвертору.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 224 с.
2. Высочанский В. С. Специфика работы трехфазного мостового выпрямителя при его питании от инвертора напряжения. — Электричество, 1974, № 8, с. 82—83.
3. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. — М.: Энергия, 1969. — 280 с.
4. Автономные инверторы/Под ред. чл.-корр. АН СССР Г. В. Чалого. — Кишинев: Штиинца, 1974. — 356 с.

[26.04.85]

УДК 621.316.542.027.3:621.382.233.026.078

Управление последовательно-параллельными группами тиристорных коммутирующих аппаратов

АНАНЬЕВ В. П., ФРОЛОВ В. Я.

Ленинградский политехнический институт

Существующие методы определения параметров управляющих сигналов (УС) базируются как на физическом представлении процессов включения силовых полупроводниковых приборов (СПП) [1], так и экспериментальном подборе требуемых параметров импульсов управления (ИУ) в зависимости от режимов работы СПП. Тем не менее, во всех случаях определяются либо минимальные значения токов отпирания [2], либо крутизна фронта ИУ (3). Метод экспериментального определения оптимальных значений тока и крутизны фронта ИУ [4] основан на установлении максимальной начальной включенной области структуры СПП и эффективен только для паспортизации приборов по оптимальному току управления.

Однако совокупность требований к режимам работы СПП в том или другом устройстве вызывает необходимость учета в разной степени важности одного, нескольких или всех одновременно параметров управляющего сигнала с целью достижения высокой эксплуатационной надежности включения последовательно-параллельно соединенных СПП. Поэтому наряду с определением оптимальных параметров ИУ, при выборе которых учитываются физические особенности приборов, необходима методика пересчетов этих параметров, реализующая требования к режимам работы всего модуля СПП в любой схеме их применения.

Из сказанного следует, что при выборе параметров УС и установлении необходимых и достаточных их зна-

чений необходимо руководствоваться как требованиями, предъявляемыми к режимам работы, так и требованиями к условиям надежного включения СПП. При этом изменение какого-либо параметра ИУ должно быть соизмеримо со значением допустимой пиковой мощности, выделяемой в управляющем pn -переходе СПП. В свою очередь, мощность УС зависит от формы ИУ, а при высокочастотном сигнале и от скважности. Методика должна учитывать предельные характеристики цепи управления и возможность (обязательность) использования выравнивающих резисторов в цепи управляющего перехода.

Известно, что тиристор переключается в проводящее состояние при превышении зарядом Q в управляющем pn -переходе некоторого критического значения $Q_{кр}$ [3]. В этом случае выражение для критического заряда применительно к кратковременным токам управления тиристорами записывается в виде

$$\tau_n I_{R0} = \int_0^t i_y(t) e^{-\frac{t}{\tau_n}} dt, \quad (1)$$

где $\tau_n I_{R0}$ зависит только от параметров прибора и соответствует значению критического заряда включения тиристора $Q_{кр}$; τ_n — постоянная времени экспоненциального нарастания тока на начальном этапе включения тиристора; I_{R0} — ток утечки прибора (в дальнейшем именуемый минимальным током отпирания I_0).

Оба параметра тиристора могут быть получены экспериментально или аналитически по методикам, приведенным в [1, 5].

Учитывая, что практически любой УС, формируемый ключевыми элементами генераторов, имеет нарастающую, пологую и спадающую части импульса, выражение (1) после интегрирования может быть представлено следующим образом:

$$Q(t) = P(Z_1) \left\{ \frac{di_\phi}{dt} \tau_n \left[\tau_n - (t + \tau_n) e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right] \right\} + \\ + P(Z_2) \left\{ I_y \tau_n \left[e^{-\frac{t_\phi}{\tau_n}} - e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right] \right\} + P(Z_3) \left\{ \frac{di_{сп}}{dt} \tau_n \times \right. \\ \times \left[(t_{пл} + \tau_n) e^{-\frac{t_{пл}}{\tau_n}} - (t + \tau_n) e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right] \right\}, \quad (2)$$

где $P(Z_1)$, $P(Z_2)$, $P(Z_3)$ — асимметричные единичные функции;

$$P(Z) = \begin{cases} 1 & Z > 0; \\ 0 & Z < 0; \end{cases}$$

$$Z_1 = t_\phi - t; \quad Z_2 = t_{пл} - t; \quad Z_3 = t_{сп} - t;$$

$I_y = K_1 I_0$ — амплитуда импульса тока; K_1 — обобщенный коэффициент, учитывающий максимально допустимые превышение амплитуды тока над I_0 ; $\frac{di_\phi}{dt}$, $\frac{di_{сп}}{dt}$ — скорости нарастания и спада импульса тока управления; t_ϕ , $t_{пл}$, $t_{сп}$ — соответственно длительности фронта, пологой и спадающей частей ИУ.

С целью обеспечения надежного включения тиристор, соединенных в последовательно-параллельные группы (при помощи единичного импульса тока), сформулируем охарактеризованные ранее требования к пара-

метрам УС в обобщенном виде:

$$\left. \begin{aligned} 1. & Q(i_y(t), t_n) \geq Q_{кр}; \\ 2. & Q = K_1 Q_{кр}; \\ 3. & \frac{R_y}{t_n} \int_0^t i^2(t) dt \leq P_{доп}; \\ 4. & I_{a(1, \dots, m)} \geq I_{в(1, \dots, m)}; \\ 5. & U_a(t_a, t)_{(1, \dots, m)} \geq U_{\min \text{ пер } (1, \dots, m)}; \\ 6. & i_a(t)_{(1, \dots, m)} \leq I_{р \text{ пер}}; \\ 7. & U_a(t)_{(1, \dots, n)} \leq U_{\text{пер } (1, \dots, n)}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $Q[i_y(t), t_n]$ — заряд, накопленный в pn -переходе структуры тиристора от воздействия импульса тока управления длительностью t_n ; $P_{доп}$ — максимально допустимая импульсная мощность управляющего pn -перехода тиристор; $I_{a(1, \dots, m)}$ — анодный ток в каждом из m параллельно соединенных приборов к моменту окончания протекания управляющего импульса тока; $I_{в(1, \dots, m)}$ — ток выключения тиристор (определяется по паспортным данным приборов [6]); $U_a(t_a, t)_{(1, \dots, m)}$ — анодное напряжение на каждом из m соединенных тиристор, обусловленное временем задержки t_a и динамикой их переключения; $U_{\min \text{ пер}}$ — минимальное напряжение включения тиристор (в общем случае соизмеримо с пороговым напряжением U_0 , определяемым по паспортным данным); $i_a(t)_{(1, \dots, m)}$ — мгновенное значение анодного тока тиристор в группе; $I_{р \text{ пер}}$ — ток рабочей перегрузки тиристор [6]; $U_a(t)_{(1, \dots, n)}$ — мгновенное значение анодного напряжения на каждом из последовательно соединенных n тиристор; $U_{\text{пер } (1, \dots, n)}$ — напряжение переключения тиристор при разомкнутой цепи управления [6].

Первое из представленных условий является необходимым, но недостаточным для обеспечения надежного включения последовательно-параллельных групп тиристор. При выполнении остальных шести условий обеспечивается включение СПП во всех возможных схемах их применения. Однако учитывая необходимость в ряде случаев предъявлять более жесткие требования к моменту включения тиристор, управляющий сигнал может содержать дополнительный форсирующий импульс большой амплитуды и малой длительности с совмещенным с ним импульсом меньшей амплитуды, но большей длительности [7]. При этом суммарная мощность управляющего сигнала не должна превышать допустимого значения.

Аналогичным по своему назначению является также и импульс управления с экспоненциально затухающим по амплитуде током [9], где начальная амплитуда тока обеспечивает ускоренное накопление заряда в управляющем переходе тиристора. И, наконец, при управлении высоковольтным тиристорным модулем требуемая длительность управляющего сигнала обеспечивается формированием высокочастотной серии, которая передается через разделительные трансформаторы, например, с помощью кабельно-трансформаторной системы [8]. В этом случае убывающая по амплитуде тока серия импульсов обеспечивает первыми несколькими импульсами наибольший начальный заряд в структуре СПП при сохранении передаваемой длительности сигнала.

На основании вышесказанного сформулируем дополнительные условия надежного включения тиристор, которые распространяются на высокочастотные

сигналы управления и рассматриваются совместно с затухания импульсов; критериями (3):

$$\left. \begin{aligned} 8. P_{\text{форс}} &\leq P_{\text{доп. пик}}; \\ 9. Q_n(1, \dots, k) [Q(1, \dots, k-1), t_n(1, \dots, k)] &\geq Q_{\text{кр}}; \\ 10. Q_k [Q_n(k-1), i_{y_k}(t)] &\geq Q_{\text{кр}}; \\ 11. Q_k &= K_2 Q_{\text{кр}}; \\ 12. \frac{R_y}{T_c} \int_0^t i_{y.c}^2(t) dt &\leq P_{\text{доп}}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $P_{\text{форс}}$ — мощность форсирующего импульса; $P_{\text{доп. пик}}$ — допустимая пиковая мощность управляющего pn -перехода тиристора; $Q_n(1, \dots, k), [Q(1, \dots, k-1), t_n(1, \dots, k-1)]$ — значение заряда к окончанию паузы между первым и k -м импульсами генерируемой серии $Q_k [Q_n(k-1), i_{y_k}(t)]$ — заряд в управляющем переходе к моменту окончания k -го импульса; K_2 — коэффициент превышения амплитуды минимального тока отпирания тиристора (выбирается из условия превышения уровня помехи); t_n — продолжительность паузы между импульсами.

На основании условий (3) и (4) запишем уравнение зарядов для серии убывающих по амплитуде импульсов тока, принимая одинаковыми их временные параметры:

$$\left. \begin{aligned} Q_1(t) &= P(Z_1) \frac{di_{\Phi 1}}{dt} \tau_n \left[\tau_n - (t - \tau_n) e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right] + P(Z_2) I_{y1} \times \\ &\times \frac{\tau_c \tau_n}{\tau_c + \tau_n} \left(e^{-t \Phi \left(\frac{\tau_c + \tau_n}{\tau_c \tau_n} \right)} - e^{-t \left(\frac{\tau_c + \tau_n}{\tau_c \tau_n} \right)} \right) + \\ &+ P(Z_3) \frac{di_{\text{сп1}}}{dt} \tau_n \left[e^{-\frac{t_{\text{пл}}}{\tau_n} (t_{\text{пл}} + \tau_n)} - e^{-\frac{t}{\tau_n} (t + \tau_n)} \right]; \\ Q_{n1}(t) &= Q_1 e^{-\frac{t}{\tau_n}}; \\ Q_2(t) &= P(Z_1) \frac{di_{\Phi 2}}{dt} \tau_n \left[\tau_n - (t + \tau_n) e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right] + \\ &+ P(Z_2) I_{y2} \frac{\tau_c \tau_n}{\tau_c + \tau_n} \left(e^{-t \Phi \left(\frac{\tau_c + \tau_n}{\tau_c \tau_n} \right)} - e^{-t \left(\frac{\tau_c + \tau_n}{\tau_c \tau_n} \right)} \right) + \\ &+ P(Z_3) \frac{di_{\text{сп2}}}{dt} \tau_n \left[e^{-\frac{t_{\text{пл}}}{\tau_n} (t_{\text{пл}} + \tau_n)} - e^{-\frac{t}{\tau_n} (t + \tau_n)} \right] + \\ &+ Q_{n1}; \\ Q_{n2}(t) &= Q_2 e^{-\frac{t}{\tau_n}}; \\ Q_k(t) &= P(Z_1) \frac{di_{\Phi k}}{dt} \tau_n \left[\tau_n - (t + \tau_n) e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right] + \\ &+ P(Z_2) I_{y_k} \frac{\tau_c \tau_n}{\tau_c + \tau_n} \left(e^{-t \Phi \left(\frac{\tau_c + \tau_n}{\tau_c \tau_n} \right)} - e^{-t \left(\frac{\tau_c + \tau_n}{\tau_c \tau_n} \right)} \right) + \\ &+ P(Z_3) \frac{di_{\text{сп}k}}{dt} \tau_n \left[e^{-\frac{t_{\text{пл}}}{\tau_n} (t_{\text{пл}} + \tau_n)} - e^{-\frac{t}{\tau_n} (t + \tau_n)} \right] + \\ &+ Q_n(k-1). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В приведенных уравнениях I_{y1} — амплитуда первого импульса генерируемой серии; τ_c — постоянная времени

$$\begin{aligned} I_{y2} &= I_{y1} e^{-\frac{2t_{\Phi} + t_{\text{пл}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{п}}}{\tau_c}}; \\ I_{y_k} &= I_{y1} e^{-\frac{kt_{\Phi} + (k-1)(t_{\text{пл}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{п}})}{\tau_c}}; \\ \frac{di_{\Phi 1}}{dt} &= \frac{I_{y1}}{t_{\Phi}}; \quad \frac{di_{\Phi 2}}{dt} = \frac{1}{t_{\Phi}} I_{y1} e^{-\frac{2t_{\Phi} + t_{\text{пл}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{п}}}{\tau_c}}; \\ \frac{di_{\Phi k}}{dt} &= \frac{1}{t_{\Phi}} I_{y1} e^{-\frac{kt_{\Phi} + (k-1)(t_{\text{пл}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{п}})}{\tau_c}}; \\ \frac{di_{\text{сп1}}}{dt} &= \frac{1}{t_{\text{сп}}} I_{y1} e^{-\frac{t_{\Phi} + t_{\text{пл}}}{\tau_c}}; \\ \frac{di_{\text{сп2}}}{dt} &= \frac{1}{t_{\text{сп}}} I_{y1} e^{-\frac{2t_{\Phi} + 2t_{\text{пл}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{п}}}{\tau_c}}; \\ \frac{di_{\text{сп}k}}{dt} &= \frac{1}{t_{\text{сп}}} I_{y1} e^{-\frac{k(t_{\Phi} + t_{\text{пл}}) + (k-1)(t_{\text{сп}} + t_{\text{п}})}{\tau_c}}. \end{aligned}$$

Тогда уравнение для расчета значения заряда любого импульса генерируемой серии запишется в виде

$$\begin{aligned} Q_{(1, \dots, k)}(t) &= P(Z) \frac{\tau_n}{t_{\Phi}} I_{y1} e^{-\frac{kt_{\Phi} + (k-1)(t_{\text{пл}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{п}})}{\tau_c}} \times \\ &\times \left[\tau_n - (t + \tau_n) e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right] + P(Z_2) I_{y1} e^{-\frac{kt_{\Phi} + (k-1)(t_{\text{пл}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{п}})}{\tau_c}} \times \\ &\times \left(\frac{\tau_c \tau_n}{\tau_c + \tau_n} \right) \left(e^{-t \Phi \left(\frac{\tau_c + \tau_n}{\tau_c \tau_n} \right)} - e^{-t \left(\frac{\tau_c + \tau_n}{\tau_c \tau_n} \right)} \right) + \\ &+ P(Z_3) \frac{\tau_n}{t_{\text{сп}}} I_{y1} e^{-\frac{k(t_{\Phi} + t_{\text{пл}}) + (k-1)(t_{\text{сп}} + t_{\text{п}})}{\tau_c}} \times \\ &\times \left[e^{-\frac{t_{\text{пл}}}{\tau_n} (t_{\text{пл}} + \tau_n)} - e^{-\frac{t}{\tau_n} (t + \tau_n)} \right] + Q_{n(k-1)}. \end{aligned} \quad (6)$$

Мощность, выделяемую в управляющем переходе тиристора при воздействии каждого импульса серии, можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} P_{\text{и}} &= P_{\Phi} + P_{\text{пл}} + P_{\text{сп}} = \frac{R_y}{t_{\text{н}}} \int_0^t \left(\frac{di_{\Phi}}{dt} \right)^2 t^2 dt + \\ &+ \frac{R_y}{t_{\text{н}}} \int_0^{(t_{\text{н}} - t_{\text{сп}})} \left(\frac{di_{\text{сп}}}{dt} \right)^2 t^2 dt = \frac{R_y}{t_{\text{н}}} \left[\frac{1}{3} \left(\frac{di_{\Phi}}{dt} \right)^2 t^3 + \right. \\ &\left. + \frac{I_{y1}^2 \tau_c}{2} \left(1 - e^{-\frac{2(t_{\text{пл}} - t_{\Phi})}{\tau_c}} \right) + \frac{1}{3} \left(\frac{di_{\text{сп}}}{dt} \right)^2 (t_{\text{н}} - t_{\text{сп}})^3 \right], \end{aligned} \quad (7)$$

где P_{Φ} , $P_{\text{пл}}$, $P_{\text{сп}}$ — соответственно значение мощности на нарастающей, пологой и спадающей частях ИУ.

Учитывая условия (3) и (4), определяем значение заряда в управляющем переходе тиристора от воздействия сдвоенных импульсов синусоидальной формы:

$$Q(t) = Q_{\text{фор}}(t) + Q_{\text{пол}}(t) = P(Z_1) \frac{I_1}{\omega_1} e^{-\frac{t}{\tau_n}} \times$$

$$\times [1 - \cos(\omega_1 t)] + P(Z_2) \frac{I_2}{\omega_2} e^{-\frac{t}{\tau_n}} [1 - \cos(\omega_2 t)], \quad (8)$$

где $Z_1 = t_1 - t$; $Z_2 = t_2 - t$;

$Q_{\text{фор}}$ и $Q_{\text{пол}}$ — заряды, накопленные в pn -переходе тиристора от воздействия форсирующего и пологого импульсов; I_1, ω_1 — амплитуда тока и угловая частота форсирующего импульса; I_2, ω_2 — амплитуда тока и угловая частота пологого импульса.

Аналогично (7) можно определить мощность, выделяемую в управляющем переходе от воздействия сдвоенного управляющего сигнала:

$$P_{\text{и}} = P_{\text{фор}} + P_{\text{пол}} = \frac{R_{\text{г}}}{\tau_{\text{н}}} \left\{ \frac{I_1^2 t_1}{2} + \frac{I_2^2 t_2}{2} \right\}, \quad (9)$$

где $P_{\text{фор}}$ и $P_{\text{пол}}$ — мощность форсирующего и пологого ИУ.

На рис. 1 приведены зависимости заряда $Q(t)$, накапливающегося в структуре управляющего pn -перехода тиристора типа Т2-800 ($Q_{\text{кр}} = 44$ мкК, $\tau_{\text{н}} = 55$ мкс, $I_0 = 0,8$ А) для убывающего по амплитуде, трапецидального и сдвоенного импульсов управления. Причем с целью определения влияния формы и параметров ИУ на время задержки включения СПП мощность УС принималась идентичной и не превышающей допустимые значения. Для убывающего по амплитуде импульса тока кривые 1 и 2 (рис. 1, а) соответствуют скорости нарастания тока ИУ $di_{\text{г}}/dt = 1$ А/мкс, $di_{\text{г}}/dt = 3$ А/мкс с начальной амплитудой тока $I_{\text{г1}} = 3$ А и постоянной времени $\tau_{\text{с}} = 625$ мкс, для трапецидального импульса управления (кривая 3) амплитуда тока соответствовала 3 А при $di_{\text{г}}/dt = 1$ А/мкс. Для сдвоенных импульсов (кривые 4 и 5) амплитуда тока форсирующей части составляла $I_1 = 7$ А с частотой $\omega_1 = 0,314$ рад/мкс (кривая 4) и $\omega_1 = 0,628$ рад/мкс (кривая 5) соответственно для $di_{\text{г}}/dt = 1$ А/мкс и $di_{\text{г}}/dt = 3$ А/мкс. При этом для обеспечения идентичности значений мощности сдвоенных сигналов амплитуды тока пологой части соответственно составили 3,1 и 3,58 А с частотой $\omega_2 = 0,0349$ рад/мкс.

Указанные ИУ сравнивались по отношению заряда $Q(t)$ к заряду от идеального прямоугольного импульса тока амплитудой 3 А (кривая 6 — рис. 1, а). Для приведенных зависимостей $Q(t)$ на рис. 1, б с предельными по мощности импульсами управления параметры для убывающего по амплитуде сигнала соответственно составляли: $di_{\text{г}}/dt = 1$ А/мкс (кривая 1) и $di_{\text{г}}/dt = 3$ А/мкс (кривая 2), $I_{\text{г1}} = 7$ А, $\tau_{\text{с}} = 410$ мкс; для трапецидального ИУ (кривая 3): $I_{\text{г1}} = 7$ А, $di_{\text{г}}/dt = 1$ А/мкс; для сдвоенных сигналов (кривые 4 и 5), соответственно для $di_{\text{г}}/dt = 1$ А/мкс и $di_{\text{г}}/dt = 3$ А/мкс, $I_1 = 10$ А, $\omega_1 = 0,314$ рад/мкс, $I_2 = 8$ А, $\omega_2 = 0,0349$ рад/мкс и $I_1 = 10$ А, $\omega_1 = 0,393$ рад/мкс, $I_2 = 8,37$ А, $\omega_2 = 0,0349$ рад/мкс.

Сравнение ИУ предельной мощности производилось по значениям заряда $Q(t)$ для прямоугольного импульса с амплитудой тока 7 А (кривая 6 рис. 1, б).

Из представленных данных следует, что минимальное время задержки $t_{\text{з}}$, соответствующее достижению зарядом Q критического значения $Q_{\text{кр}}$, обеспечивается сдвоенным сигналом (кривая 4 на рис. 1, б) предельной мощности и составляет 7 мкс. Из всех представленных данных также видно, что скорость нарастания тока ИУ незначительно влияет на время задержки (так для оди-

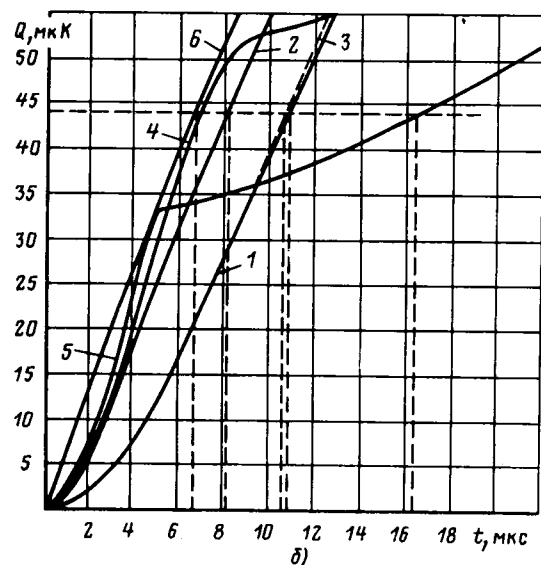
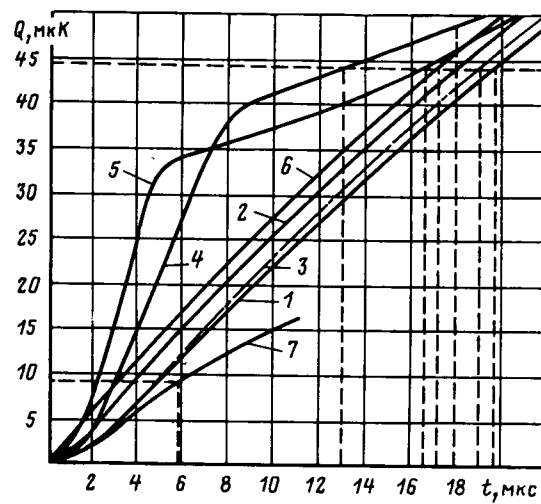


Рис. 1

ночных импульсов управления на рис. 1, а $\Delta t_{\text{з}} \approx 1,5$ мкс, а на рис. 2, б $\Delta t_{\text{з}} \approx 2,5$ мкс), тогда как увеличение амплитуды тока от 3 до 7 А приводит к уменьшению времени задержки в 2 раза. Для сдвоенных импульсов благодаря форсирующей части сигнала заряд в управляющем переходе тиристора нарастает быстрее, что также обусловлено амплитудой форсирующего импульса тока.

Однако частота их генерирования (длительность форсирующего импульса) должна выбираться из условия достижения значения $Q_{\text{кр}}$ на интервале нарастания импульса тока I_1 , как это имеет место для $Q = f(t)$ на рис. 1, б (кривая 4). В противном случае заряд достигнет критического значения на спаде форсирующего импульса (кривая 4 на рис. 1, а) или на пологой части сдвоенного сигнала (кривые 5 на рис. 1, а и б). Представленные результаты расчетов выполнены для указанного типа тиристора, включаемого при низких анодных напряжениях ($U_{\text{а}} = 2 \div 5$ В). С увеличением анодного напряжения постоянная времени $\tau_{\text{н}}$ уменьшается и, как показано в [9], становится пропорциональной $U_{\text{а}}^{-0,5}$.

Для быстродействующих приборов с разветвленным управляющим электродом постоянная времени экспо-

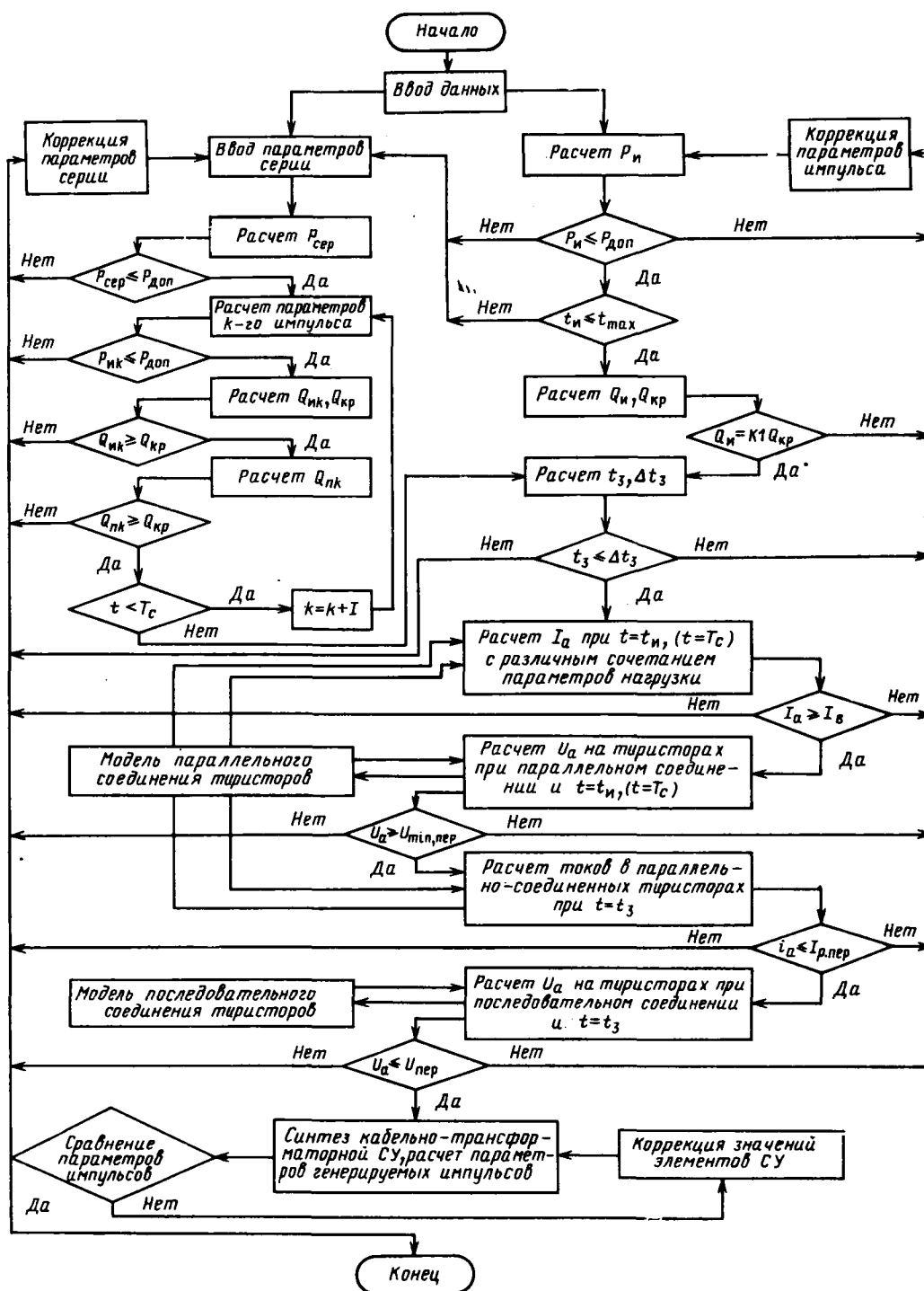


Рис. 2

ненциально—нарастающего анодного тока существенно уменьшается. На рис. 1, а показана зависимость $Q=f(t)$ для тиристора Т173-1250 с величиной $Q_{кр}=9$ мкК ($\tau_{н}=10$ мкс, $I_0=0,9$ А). В результате при воздействии управляющего сигнала трапецидальной формы с амплитудой тока 3 А и $di/dt=1$ А/мкс, время задержки существенно уменьшается и составляет 6 мкс (кривая 7).

При управлении тиристорами, работающими на высоком потенциале, с помощью кабельно-трансформаторной системы распределения, формируется высокочастотный сигнал, как это имеет место, например, у контактно-тиристорных аппаратов, где приборы включаются

при низких анодных напряжениях (анодное напряжение тиристорного блока, шунтирующего размыкающиеся контакты аппарата, определяется падением напряжения на дуге между контактами). В этом случае, как отмечалось ранее, наиболее эффективными являются убывающие по амплитуде ИУ.

В таблицах 1—2 приведены результаты расчетов заряда, накапливающегося в базовых областях ррр-структуры тиристоров, от воздействия убывающих по амплитуде серий УС. В табл. 1 приведены данные расчета для трапецидальных убывающих по амплитуде УС с током фронта первого ИУ 3 и 7 А. В табл. 2 приведены аналогичные расчеты для сдвоенных убыва-

Таблица 1

Номер импульса N	I_{Φ}	$I_{\text{сп}}$	Q_{Φ}	$Q_{\text{пл}}$	$Q_{\text{сп}}$	Q_{Π}
1	3/7	2,66/5,8	4,3/22,5	120/255	73/151	61/125
2	2,56/5,48	2,26/4,55	65/144	163/325	123/243	103/203
3	2,18/4,3	1,93/3,57	106/217	190/360	156/292	130/243
4	1,86/3,37	1,64/2,8	133/254	204/366	175/316	146/263
5	1,58/2,64	1,4/2,2	148,6/272	209/359	185/320	154/267
6	1,35/2,0	1,2/1,7	156/273	208/340	187/309	156/258
7	1,15/1,62	1,0/1,34	157,6/263	202/317	184/293	154/244
8	0,98/1,27	0,87/1,05	155/248	193/290	177/271	148/266
9	0,93/0,99	0,74/0,83	149/229	181/262	168/247	140/206
10	0,71/0,78	0,63/0,65	141/209	168/235	157/223	131/186
11	0,60/0,61	0,54/0,5	132/188	155/208	145,7/199	121/166
12	0,52/0,48	0,46/0,4	122/168	192/183	134/176	112/147
13	0,44/0,37	0,39/0,31	112,5/148,4	129,5/161	122,6/155	102/129
14	0,37/0,29	0,33/0,24	102,7/130	117/140	111/135,6	92,7/113
15	0,32/0,23	0,28/0,19	93,2/113,8	105/121	100/118	84/98
16	0,27/0,18	0,24/0,15	84/99	94,6/105	90/102	75/85
17	0,23/0,14	0,21/0,11	75/85,7	83/90,4	79/88	66/73
18	0,20/0,11	0,175/0,09	66/74	73/77	69/76	58/63
19	0,17/0,088	0,15/0,07	58,4/63,7	65/66,7	62/65	52/54
20	0,14/0,07	0,13/0,06	52/54,6	57/57	55,3/56	46,2/46,6

Примечание. В числителе указаны значения токов и зарядов для $I_{y1} = 3A$, а в знаменателе — для $I_{y1} = 7 A$.

ющих по амплитуде УС с амплитудой форсирующей части первого ИУ 7 и 10 А. Постоянная затухания тока ИУ серии составляла 625 мкс. Длительность каждого из расчетных импульсов серии составляла 90 мкс, а пауза между ними 10 мкс.

В указанных таблицах N — порядковый номер импульса; I_{Φ} , $I_{\text{сп}}$ — токи к окончанию фронта или спада каждого из импульсов серии, Q_{Φ} , $Q_{\text{пл}}$, $Q_{\text{сп}}$, Q_{Π} — заряды к окончанию соответственно фронта, полки, спада и паузы импульсов.

Из представленных данных видно, что при идентичности мощностей УС заряд от воздействия трапецеидальных убывающих по амплитуде импульсов накапливается быстрее (табл. 1), чем у серии сдвоенных импульсов, и достигает наибольшего значения на четвертом — пятом импульсах соответственно для $I_{y1} = 7 A$ и $I_{y1} = 3 A$, тогда как к окончанию пологой части последнего импульса величина заряда сравнивается для всех рассмотренных УС и соответствует условию 11 ($Q_k = K_2 Q_{\text{кр}}$).

С целью оптимизации управляющих сигналов и автоматизации синтеза систем управления, генерирующих ИУ, удовлетворяющих вышеперечисленным критериям, разработан алгоритм (рис. 2). Он позволяет получить (в зависимости от выбранного типа СУ) параметры элементов составляющих СУ.

Опишем основные блоки и операторы алгоритма. Все логические операции выполняют проверку вычисленных параметров на соответствие вышеописанным критериям.

Ввод данных — здесь вводятся параметры используемых тиристоров, граф-схема тиристорного блока, геометрические размеры тиристорного блока и первичного кабеля СУ, параметры сердечников импульсных трансформаторов, начальные значения параметров импульса управления и серии импульсов управления, задаются типом кабельно-трансформаторной системы и параметрами нагрузки тиристорного блока.

Блок коррекции параметров импульса осуществляет изменение параметров I_y , di/dt , t_n , t_{Φ} , $t_{\text{сп}}$.

Блок коррекции параметров серии осуществляет

Таблица 2

Номер импульса N	I_{Φ}	$I_{\text{пл}}$	Q_{Φ}	$Q_{\text{пл}}$	Q_{Π}
1	7/10	3,1/8,37	41,5/64,5	71,7/142	60/118
2	6/7,8	2,64/6,27	95,5/173	121/230	101/192
3	5,1/6,1	2,25/4,9	131/231	153/279	128/233
4	4,33/4,8	1,92/3,9	152/266	172/301	143/251
5	3,7/3,8	1,64/3,0	165/272	181/302	151/252
6	3,15/3	1,4/2,36	170/270	183/294	153/245
7	2,7/2,3	1,2/1,9	167/260	181/278	150/232
8	2,3/1,8	1,0/1,5	166/243	174/258	145/215
9	1,95/1,4	0,86/1,14	156/224	164/235	137/196
10	1,66/1,10	0,74/0,9	147/203	154/212	128/177
11	1,41/0,87	0,63/0,69	137/183	143/189	119/158
12	1,2/0,68	0,53/0,55	127/162	132/167	110/139
13	1,03/0,54	0,45/0,43	115/144	120/147	100/123
14	0,87/0,42	0,39/0,36	104/125	108/129	90/108
15	0,75/0,33	0,33/0,26	94/110	97,8/112	81,6/94
16	0,64/0,26	0,28/0,21	85/95	88/98	73/82
17	0,54/0,20	0,24/0,16	75,8/83	78/85	65/71
18	0,46/0,16	0,2/0,13	67,8/71,4	70/73	58/62
19	0,40/0,12	0,17/0,10	60/62	62/63	51,6/53
20	0,33/0,10	0,15/0,08	53,6/54	55/56	46,1/46,6

Примечание. В числителе указаны значения токов и зарядов для амплитуд форсирующей части, равных 7 А, а в знаменателе — для амплитуд, равных 10 А.

изменение параметров I_{y1} , di_{y1}/dt , t_n , t_{Φ} , $t_{\text{сп}}$, $t_{\text{пл}}$, t_{Π} , $t_{\text{с}}$, $T_{\text{с}}$.

Блоки расчета мощности и зарядов реализуют вычисление этих параметров по приведенным аналитическим зависимостям. Блоки математических моделей параллельного и последовательного соединения тиристоров используются как подпрограммы для вычисления токов и напряжений тиристорного блока.

Блок синтеза кабельно-трансформаторной СУ и расчета параметров генерируемых импульсов содержит в себе математические модели СУ.

Последовательность операций по алгоритму следующая. Сначала проверяется возможность включения тиристорного блока одиночным импульсом управления. Как только возможности надежного включения СПП одиночным импульсом исчерпаются по допустимой рассеиваемой мощности в цепи управления или по максимальной длительности импульса, происходит переход на управление серий импульсов. Параметры серии в процессе вычисления оптимизируются.

С помощью предлагаемой методики были определены оптимальные параметры УС для высоковольтного тиристорного блока контактно-тиристорного генераторного выключателя нагрузки, состоящего из двадцати последовательно включенных модулей, каждый из которых содержит четыре параллельно соединенных тиристора типа Т2-800.

В результате оптимизации получен управляющий сигнал трапецеидальной убывающей по амплитуде тока формы с начальной амплитудой тока $I_{y1}=4,5$ А, скоростью нарастания фронта первого импульса $di_{y1}/dt=1$ А/мкс, постоянной времени затухания серии импульсов $\tau_c=550$ мкс и длительностью $T_c=1,8$ мс.

Выводы. 1. Разработана система критериев оптимизации параметров сигналов управления.

2. Получены аналитические выражения для расчета заряда накапливающегося в управляющем *pn*-переходе тиристора от воздействия реальных УС различной формы.

3. Получены аналитические выражения для расчета мощности, выделяющейся в управляющем *pn*-переходе тиристора.

4. Разработан алгоритм синтеза кабельно-трансформаторных систем управления по оптимизированным УС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уваров А. И. Условия включения тиристора посредством кратковременных токов управления.— В кн.: Физика электронно-дырочных переходов и полупроводниковых приборов.— Л.: Наука, 1969.
2. Розов В. Ю. Расчет параметров отпирающих импульсов силовых тиристоров.— Электротехника, 1977, № 1.
3. Karady G., Giau Trinh N., Elop G. Analysis of the cable firing system for HVDS thyristor valves.— IEEE, vol. PAS-93, 1974, N2.
4. Долгих В. А., Плоткина Н. З., Цзим Ю. Д. Определение оптимального значения тока управления тиристора.— ЭП. Преобразовательная техника, 1980, № 5.
5. Уваров А. И. Критический заряд включения тиристора.— В кн.: Физика электронно-дырочных переходов и полупроводниковых приборов.— Л.: Наука, 1969.
6. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник.— М.: Энергия, 1975.
7. Chanprade R. Evolution des circuits des commande des convertisseurs de puissance a thyristors.— Revue Generale, 1970, № 7.
8. Исследование системы управления тиристорами высоковольтных коммутаторов/Г. А. Кукеков, В. П. Лукин, А. С. Нехитров, В. Я. Фролов.— ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1980, вып. 1 (105).
9. Левинштейн М. Е., Шендерей С. В. Скорость распространения включенного состояния в тиристоре при большой плотности тока.— В кн.: Физика электронно-дырочных переходов и полупроводниковых приборов.— Л.: Наука, 1979.

[27.02.85]

УДК 621.313.334:654.94.001.5

Элементы функциональной теории дистанционной передачи угла и вращения (двигателя)

ПАМФИЛОВ Р. К., канд. техн. наук

Москва

В современных автоматических системах контроля и управления применяются аналоговые электромеханические измерительно-преобразовательные устройства: индикаторные дистанционные передачи (ИП); трансформаторные дистанционные передачи следящих систем (измерители рассогласования — ИР); моментные двигатели с постоянными магнитами на роторе (МД).

Основные принципы проектирования большинства из них хорошо известны. Однако для практики в настоящее время представляет интерес, пользуясь единым подходом на основе общего функционального метода (теории), установить условия принципиально точной работы наиболее рациональных устройств, блок-схемы которых приведены на рис. 1.

Теоретическим критерием выполнимости этих условий будет аналитически установленная для каждого устройства принципиальная возможность безошибочного преобразования информации (БПИ).

Существенным недостатком классической (традиционной) индикаторной дистанционной передачи угла на сельсинах является малый удельный синхронизирующий момент на единицу массы и потребляемой энергии (мощности), а также сильные акустические шумы, возникающие от неизбежных технологических зазоров и магнитострикции материалов сельсинов.

Этих недостатков лишена изобретенная в СССР комбинированная индикаторная дистанционная передача угла и вращения (ИП), блок-схема которой приведена на рис. 1, а, а электрическая схема — на рис. 2 [1, 2].

Датчиком (Д) в ИП служит бесконтактная информационная микромашинка (ИЭМ) переменного тока. В качестве примера на рис. 2 дана схема такой ИЭМ с явноплюсным ротором (типа редуктосин).

Выходные электрические сигналы датчика преобразуются двухканальным фазочувствительным выпрямителем-усилителем (ФВУ), который, например, может содержать демодулятор сигналов датчика и операционные усилители постоянного тока. Конкретная схема ФВУ не рассматривается. В идеальном случае сигналы ФВУ, подаваемые на обмотки приемника (П) постоянного тока, были бы синусоидальными. Приемник, конструктивно выполненный как двухфазный синхронный двигатель с постоянными магнитами на роторе, преобразует сигналы ФВУ, несущие информацию об угловом положении ротора датчика, в движущий момент (угол поворота) ротора.

Благодаря высокой удельной энергии постоянных магнитов с редкоземельными элементами ИП имеет лучшие массо-габаритные показатели при меньшем потреблении энергии, чем индикаторная передача на сельсинах. Кроме того, приемник постоянного тока не создает акустических шумов.

Основное качество ИП можно характеризовать приведенным синхронизирующим моментом (коэффициентом добротности):

$$\mu = \frac{M_{уп}}{P_G},$$

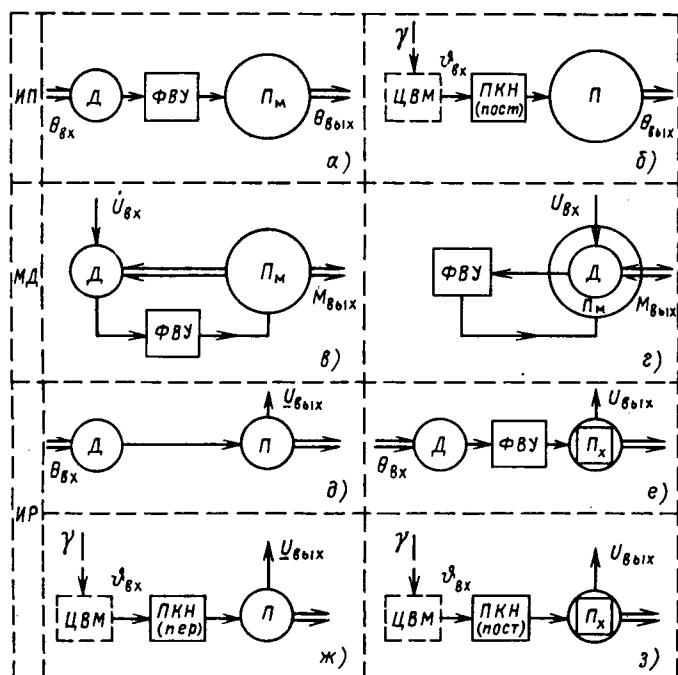


Рис. 1. Блок-схемы бесконтактных измерительно-преобразовательных устройств (ПИУ): а, б — комбинированные индикаторные дистанционные передачи (ИП) с ИЭМ-датчиком (Д) и ПЧ — датчиком (б); в, г — комбинированные моментные двигатели (МД) с постоянными магнитами на роторе при раздельных (в) и совмещенных (г) датчике и приемнике; д, е — измерители рассогласования следящих систем (ИР) с ИЭМ-приемником переменного тока (д) и постоянного тока (е); ж, з — гибридные измерители рассогласования (ИР) с ИЭМ-приемником переменного (ж) и постоянного тока (з); Д, П — ИЭМ-датчик и приемник переменного тока; ПЧ — ИЭМ-приемник постоянного тока с датчиком Холла; ПМ — приемник постоянного тока с постоянными магнитами на роторе; ФВУ — фазочувствительный выпрямитель — усилитель; ПЧН — преобразователь «код — напряжение»; θ — угол поворота ротора; ϕ — расчетный угол ЦВМ

где $M_{уд}$ — удельный синхронизирующий момент на валу приемника, мм·мг/град; P — потребляемая мощность, Вт; G — масса, мг.

Есть указания на то, что для малогабаритных приемников ($G=115-50$ г) приведенный момент составляет 2,4—4,8 мм/Вт·град, а статическая угловая ошибка 1—2 град.

Если роторы датчика и приемника механически соединены общим валом (рис. 1, в и 2), а оси магнитных потоков статора и ротора приемника взаимно перпендикулярны (ортогональны) и создают движущий момент, ИП переходит в режим двигателя. Такие моментные двигатели (МД) благодаря известным преимуществам и возможности управления сигналом переменного тока измерителя рассогласования (ИР) следящих систем (рис. 1, д) находят все более широкое применение в ответственных системах автоматического управления [3]. В конкретных случаях многополюсные МД можно соединять непосредственно с нагрузкой и избавляться от недолговечных редукторов и реверсивных муфт.

Электрическая схема следящей системы, в которой классический ИР построен на ИЭМ переменного тока (ВТ), а исполнительным двигателем без редуктора служит многополюсный МД, дана на рис. 3.

Для дальнейшего уменьшения массы и габаритов

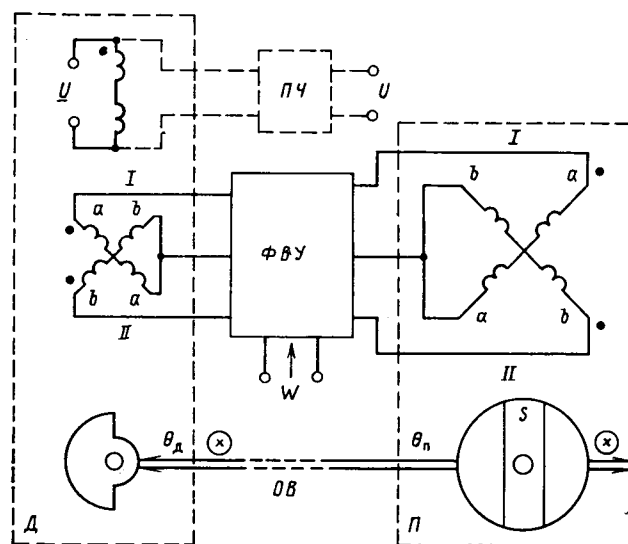


Рис. 2. Схема комбинированной индикаторной дистанционной передачи (ИП) и моментного двигателя (МД): Д — ИЭМ-датчик переменного тока; П — приемник постоянного тока; ФВУ — фазочувствительный выпрямитель — усилитель; ПЧ — преобразователь частоты (постоянного тока в переменный); а, б — обмотки синхронизации; t — обмотка возбуждения ИП или управления МД; ● — одноименные выводы обмоток; ⊗ — одноименные концы валов; ОВ — общий вал в режиме двигателя (МД); I, II — каналы синхронизации

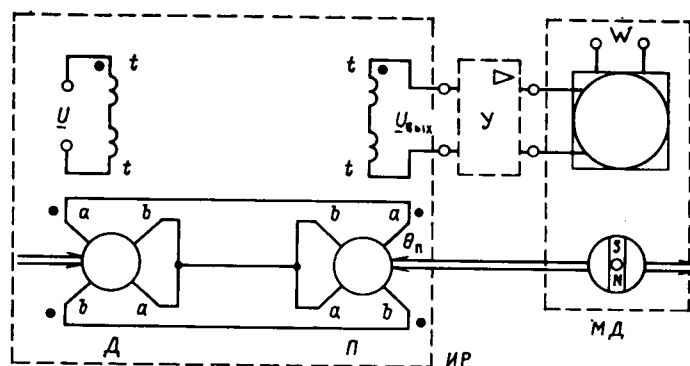


Рис. 3. Схема аналоговой следящей системы: ИР — измеритель рассогласования (рис. 1, д); Д, П — ИЭМ-датчик и приемник переменного тока; МД — моментный двигатель с постоянными магнитами; У — усилитель

был предложен МД с объединенным магнитопроводом датчика и приемника (рис. 1, з) [4].

Установив одноименные выводы обмоток, можно определить взаимную ориентацию и направление поворота векторов магнитных потоков датчика $\vec{\Phi}_д$ и приемника $\vec{\Phi}_п$ при восьми способах соединения обмоток в каналах синхронизации (I, II), которые приведены в табл. 1. Схемы 1—4 образованы прямым, а схемы 5—8 перекрестным соединением одноименных обмоток а, б датчика и приемника. Нормальная схема 1 имеет прямое одноименное соединение обмоток (рис. 2). В схемах 1, 2 и 7, 8 вращение векторов $\vec{\Phi}_д$ и $\vec{\Phi}_п$ согласное, а в схемах 3—6 — встроенное. В исходных положениях роторов оси потоков схем 1—4 совпадают, а в схемах 5—8 — взаимно перпендикулярны (рис. 4).

Ротор приемника ИП стремится повернуться до совпадения его потока с потоком статора. В этом положении

Таблица 1

		Схемы													
		Прямые							Перекрестные						
		1 (норм.)	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Каналы синхронизации		I	II	I	II	I	II	I	II	I	II	I	II	I	II
Способ соединения обмоток а и в	датчика	a●	b●	a●	b●	a●	b●	a●	b●	a●	b●	a●	b●	a●	b●
	приемника	a●	b●	a	b	a	b●	a●	b	b●	a●	b	a	b●	a●
Направление вращения векторов потоков датчика и приемника		согласное				встречное				согласное					

Таблица 2

				Схемы							
				1	2	3	4	5	6	7	8
ИП	Положение ротора приемника	устойчивое		$\pm \pi$	0	0	$\pm \pi$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$
		неустойчивое		0	$\pm \pi$	$\pm \pi$	0	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$
МД	Момент приемника	$M > 0$	действует согласно $\vec{\Phi}_n$	$\pi/2^*$	$\pi/2^*$	$\pi/2^{**}$	$\pi/2^{**}$	0**	$\pm \pi^{**}$	$\pm \pi^*$	0*
		$M < 0$	действует встречно $\vec{\Phi}_n$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pm \pi$	0	0	$\pm \pi$
ИР	Начальный фазовый угол	$\psi = 0$		$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	0	$\pm \pi$	$\pm \pi$	0
	$U_{\text{вых}}$	$\psi = \pi$		$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pm \pi$	0	0	$\pm \pi$

Примечание. Положительные углы θ_0 отсчитываются в сторону вращения векторов $\vec{\Phi}_n$; * — валы датчика и приемника соединены разноименными концами; ** — валы датчика и приемника соединены одноименными концами $\otimes$.

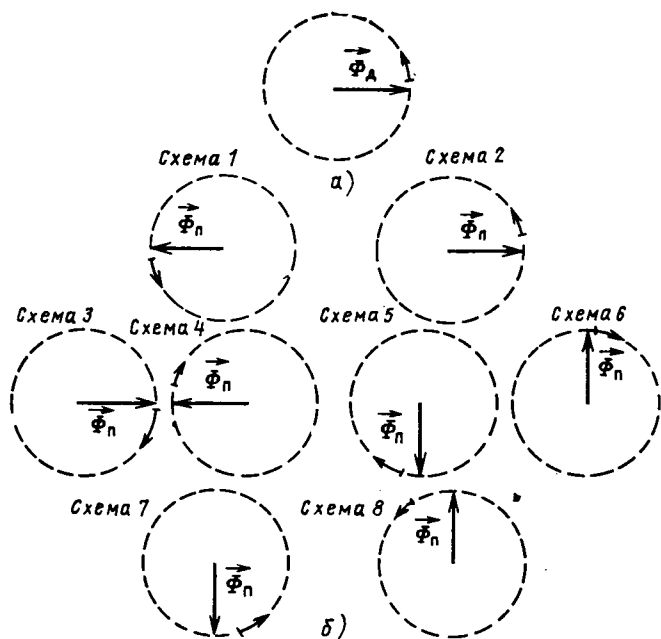


Рис. 4. Ориентация векторов магнитных потоков датчика $\vec{\Phi}_д$ (а) и приемника $\vec{\Phi}_п$ (б)

момент ротора равен нулю. Положение ротора, отличающееся на $\pm \pi$, неустойчивое.

Приняв за положительный поворот ротора (потока) датчика против часовой стрелки, можно найти начальные углы поворота ротора приемника θ_0 во всех инверсных схемах 1—8 (табл. 2).

Направленный граф преобразования информации в ИП и МД изображен (для нормальной схемы 1) на рис. 5. В графе не учтены взаимное влияние выходных цепей ФВУ и их воздействие на входные цепи. Решение графа (или соответствующих уравнений) дает для вращающего момента ротора приемника (стока М графа) выражение, отражающее несимметрию всех цепей:

$$M = F_d^a F_n^a \frac{1}{R_n^a} + F_d^b F_n^b \frac{1}{R_n^b}, \quad (1)$$

где F_d — функция преобразования задающей части ИП и МД, образованной датчиком и ФВУ;

$$\left. \begin{aligned} F_d^a = S^a &\Rightarrow \left[z_d^b j x_d^{at} \frac{U^t}{\Delta_d} \right] - S^a \Rightarrow \left[z_d^{ab} x_d^{bt} \frac{U^t}{\Delta_d} \right]; \\ F_d^b = S^b &\Rightarrow \left[z_d^a i x_d^{bt} \frac{U^t}{\Delta_d} \right] - S^b \Rightarrow \left[z_d^{ab} x_d^{at} \frac{U^t}{\Delta_d} \right]; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\Delta_d = z_d^t z_d^a z_d^b + z_d^b (x_d^{at})^2 + z_d^a (x_d^{bt})^2 - z_d^{ab} (z_d^t z_d^a + 2 x_d^{at} x_d^{bt});$$

z_d^{ab} — взаимное сопротивление цепей a, b датчика $z_d^{ab} = z_0 + jx_d^{ab}$; z_0 — сопротивление общего провода; jx_d — сопротивления взаимоиндукции обмоток датчика; z_d^t — сопротивление цепи обмотки t датчика; z_d — сопротивление цепей обмоток a, b датчика $z_d = z_d^t + z_0 + z_{вх}$; z_d^t — сопротивление собственно обмотки датчика и входное сопротивление ФВУ; R_n — сопротивление цепи обмоток приемника a, b , равное сумме сопротивлений собственно обмотки R_n' и выходного сопротивления $R_{вых}$ ФВУ; S — функция преобразования переменного тока ФВУ в постоянный.

Если считать цепи симметричными, т. е.

$$R_n^a = R_n^b = R_n; z_d^a = z_d^b = z_d \text{ и } S^a = S^b = S, \quad (3)$$

а функции преобразования ФВУ линейными, то

$$M = \frac{1}{R_n} (F_d^a F_n^a + F_d^b F_n^b), \quad (4)$$

где

$$F_d^a = S \div \left[\frac{U^t}{\Delta_d} (z_d jx_d^{at} - z_d^{ab} x_d^{bt}) \right];$$

$$F_d^b = S \div \left[\frac{U^t}{\Delta_d} (z_d jx_d^{bt} - z_d^{ab} x_d^{at}) \right];$$

$$\Delta_d = z_d [z_d^t + (x_d^{at})^2 + (x_d^{bt})^2] - z_d^{ab} (z_d^t z_d^{ab} + 2x_d^{at} x_d^{bt}).$$

Функции преобразования задающей части F_d (на выходе ФВУ) будут отличаться от первичных функций датчика x_d^{at}, x_d^{bt} вследствие искажающего действия всех комплексных сопротивлений, датчика, зависящих от угла поворота его ротора θ_d , а также свойств функции преобразования S ФВУ.

Если можно допустить, что сопротивления самоиндукции обмоток датчика не зависят от θ_d и $z_d^{ab} = 0$, то при синусоидальности первичных функций датчика и линейности функции преобразования S искажений нет, т. е. функции F_d также будут синусоидальными. При $z_d^{ab} \neq 0$ возникает искажение функций. Если первичные функции датчика несинусоидальны, то даже при $z_d^{ab} = 0$ искажение возникает также вследствие зависимости от угла θ_d суммы $(x_d^{at})^2 + (x_d^{bt})^2$, входящей в Δ_d .

Считая цепи симметричными (3) и выражая функции преобразования F через единичные функции f и масштабы F_m ($F = F_m f$), получим общее выражение для всех инверсных схем 1—8:

$$M = CF,$$

где F — общая функция преобразования информации;

$$F = f_{dI} f_{nI} + f_{dII} f_{nII} = F_I + F_{II}; \quad (5)$$

f — единичные функции преобразования в ортогональных каналах I и II, образованных комбинациями обмоток a, b датчика и приемника в схемах 1—8; C — коэффициент пропорциональности;

$$C = \frac{F_{md} F_{mp}}{R_n}.$$

Сохраняя во всех схемах 1—8 одноименные выводы обмоток датчика неизменными, т. е.

$$f_{dI} = f_d^a; f_{dII} = f_d^b$$

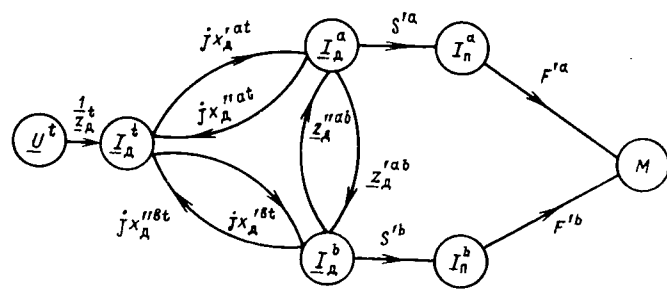


Рис. 5. Направленный граф индикаторной передачи (ИП) и моментного двигателя (МД): I_d^a, I_d^b — токи обмоток датчика и приемника (вершины графа); jx_d^a, jx_d^b — сопротивления взаимоиндукции обмоток датчика, приведенные к вершинам графа (передачи ветвей графа); S^a, S^b — функции преобразования ФВУ и приемника, приведенные к вершинам графа; M — момент приемника

и учитывая изменение знака функции преобразования приемника при соединении разноименных выводов обмоток в одном канале (I и II), получаем согласно (5): для схем 1—4

$$F = f_d^a f_n^a \pm f_d^b f_n^b; \quad (6a)$$

для схем 5—8

$$F = f_d^a f_n^b \pm f_d^b f_n^a, \quad (6b)$$

где знак плюс — для схем 1, 2 и 5, 6, а знак минус — для схем 3, 4 и 7, 8.

Критерием абсолютно точной работы ИП является принципиально безошибочное преобразование информации (БПИ), при котором углы поворота роторов датчика и приемника одинаковы:

$$\theta_d = \theta_n' \quad (\text{где } \theta_n' = \theta_n - \theta_0),$$

а для функций преобразования выполняется условие

$$F = 0. \quad (7)$$

При этом принято, что все нагрузочные (полезные и паразитные) моменты на валу приемника отсутствуют, т. е. ошибки ИП, вызванные ими, не рассматриваются.

Для исследования выполнимости условия БПИ (7) можно представить функции f тригонометрическими суммами [5]. Как было установлено, это приводит к громоздким произведениям сумм и затрудняет анализ [6, 7]. Поэтому здесь применен графо-аналитический функциональный метод, позволяющий для различных функций, заданных в графической форме, наглядно установить их соответствие аналитическим условиям БПИ путем сравнения значений (ординат) функций датчика и приемника [8].

На рис. 6 изображены графики функций f' и f'' с различным родом симметрии (0 — IV). Функции не имеют общих горизонтальных участков, создающих зоны нечувствительности (застоя), где производные по углу θ равны нулю. Из начала координат (точка 0) отложены положительные углы поворота ротора датчика θ_d (или потока $\vec{\Phi}_d$) и найдены значения ординат функций датчика (точки 1' и 2'). Из точки 0 отложены также начальные углы ротора приемника θ_0 для каждой инверсной схемы 1—8 (см. табл. 2) и к ним добавлены углы поворота ротора приемника θ_n' с учетом их знака.

Для углов ротора приемника $\theta_n = \theta_n' + \theta_0$ (рис. 6) определены сравниваемые ординаты функций f прием-

Таблица 3

		Вид исходного условия $F=0$									
		$\frac{f_d^a}{f_n^b} = -\frac{f_d^b}{f_n^a}$		$\frac{f_d^a}{f_n^b} = \frac{f_d^b}{f_n^a}$		$\frac{f_d^a}{f_n^a} = -\frac{f_d^b}{f_n^b}$		$\frac{f_d^a}{f_n^a} = \frac{f_d^b}{f_n^b}$			
		1	2	3	4	5	6	7	8		
Начальный угол	ИП	$\pm\pi$	0	0		$\pm\pi$		$-\pi/2$	$+\pi/2$	$-\pi/2$	$+\pi/2$
	ИР	$\pm\pi/2$		$\pi/2$	$-\pi/2$	$\pi/2$	$-\pi/2$	$\pm\pi, 0$		$\pm\pi$	0
Устройство, в котором выполняется усло- вие БПИ при раз- личных родах сим- метрии (0—IV) функций преобра- зования	0	ИП									
	I		ИР		ИР		ИП		ИР		ИР
	II			ИР		ИР	ИП				
	III		ИП, ИР								ИП, ИР
	IV	ИП, ИР									

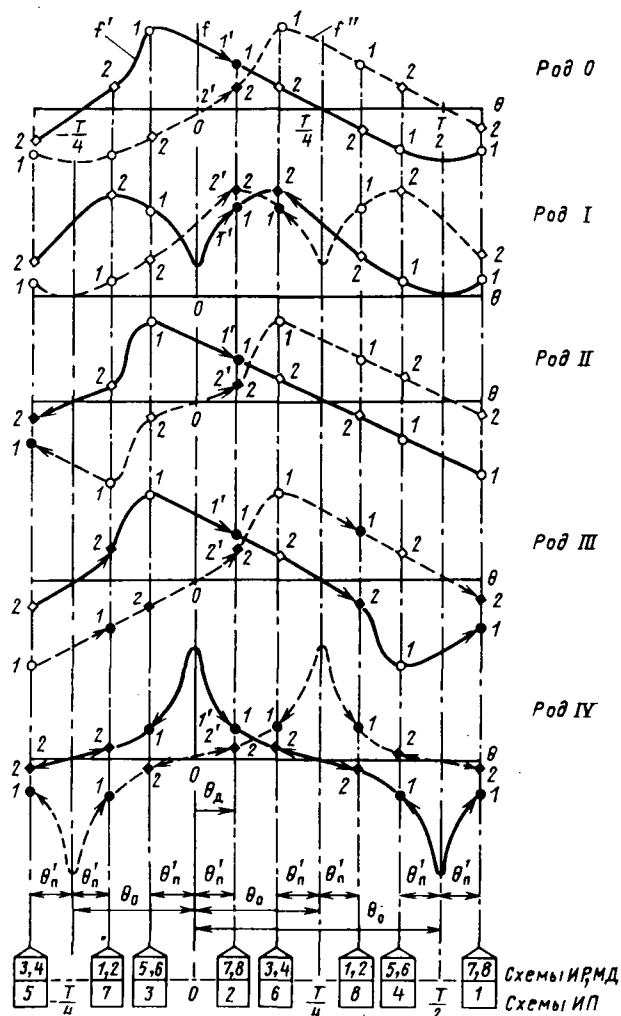


Рис. 6. Единичные функции преобразования информации с различным родом симметрии (0—IV): — — f' ; — — — f'' ; θ_0 , θ_d , θ_n — начальный угол и углы поворота роторов датчика и приемника

ника (точки 1 и 2). Для удобства сравнения ординат условие $F=0$ (7) с учетом (6) можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{f_1'}{f_1} &= \pm \frac{f_2'}{f_2} & (\text{схемы 1—4}); \\ \frac{f_1'}{f_2} &= \pm \frac{f_2'}{f_1} & (\text{схемы 5—8}), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $1'$, $2'$ и 1 , 2 — сравниваемые ординаты функций датчика и приемника; знак плюс — для схем 3, 4 и 7, 8, а знак минус — для схем 1, 2 и 5, 6.

Если отношение значений ординат функций датчика и приемника удовлетворяет условиям (8) во всем диапазоне изменения угла θ_d , то происходит идеальное (безошибочное) преобразование информации (БПИ) и ИП не имеет угловой ошибки. Ординаты функций, отвечающие условиям БПИ при $\theta_d = \theta_0 + \theta_n$, обозначены точками (●, ▲) и указаны направления изменения функций (одинаковые производные по углу θ). Результаты анализа выполнимости условий БПИ для ИП приведены в табл. 3.

Оптимальной для ИП является инверсная схема 2, в которой условия БПИ выполняются при любом роде симметрии функций преобразования. При симметрии рода IV общего вида условия выполняются во всех схемах 1—8, т. е. синусоидальности функций не требуется.

В режиме двигателя ротор приемника связан общим валом с ротором датчика и предварительно повернут на угол θ_0 , чтобы момент был максимальным и положительным, т. е. действовал в сторону вращения вектора поля $\vec{\Phi}_d$. В схемах 1, 2 и 7, 8 с согласным вращением ротора датчика и поля приемника роторы датчика и приемника соединены разноименными концами валов, а в схемах 3, 4 и 5, 6 — одноименными концами.

Следствием безошибочного преобразования информации (БПИ) является принципиальное отсутствие пульсаций момента идеального двигателя (инвариантность момента относительно углового положения ротора — inv θ).

Для постоянства момента необходимо выполнить условие

$$F = \text{const, inv } \theta,$$

которое согласно (6) удобно записать иначе:

$$\left. \begin{aligned} F &= f'_1 \cdot f'_1 \pm f'_2 \cdot f'_2 = \text{const, inv } \theta & (\text{схемы 1—4}); \\ F &= f'_1 \cdot f'_1 \pm f'_2 \cdot f'_2 = \text{const, inv } \theta & (\text{схемы 5—8}), \end{aligned} \right\} (9)$$

где знак плюс — для схем 3, 4 и 7, 8; знак минус — для схем 1, 2 и 5, 6; 1', 2' и 1, 2 — сравниваемые ординаты функций f' и f'' датчика и приемника (рис. 6).

Результаты графо-аналитического анализа показывают, что условия БПИ (9) для МД не выполняются ни в одной схеме даже при функциях с симметрией рода IV общего вида. Это говорит о непостоянстве вращающего момента в пределах одного оборота.

Непостоянство момента можно характеризовать коэффициентом пульсаций σ как отношение среднего значения переменной составляющей F_θ общей функции преобразования к ее постоянной составляющей F_0 :

$$\sigma = \frac{F_\theta}{F_0} = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{F_{\max} + F_{\min}}, \quad (10)$$

где $F_\theta = 0,5(F_{\max} - F_{\min})$; $F_0 = 0,5(F_{\max} + F_{\min})$; $F_{\max}$, $F_{\min}$ — экстремальные значения функции.

На рис. 7 дано графическое определение коэффициента пульсаций σ для линейных (треугольных) функций преобразования f (симметрия рода IV) схемы 5. В рассматриваемом случае $F_{\max} = 1$, $F_{\min} = 0,5$ и согласно (10) $\sigma = 0,33$. Для трапецевидных функций преобразования (симметрия рода IV) с линейными (не горизонтальными) участками, равными $\alpha = \pi/3$, при которых исчезает 3-я гармоника [5], коэффициент пульсации снижается втрое ($\sigma = 0,11$). Если функции преобразования — простые гармонические синусоидальные (простейшая симметрия рода IV), то условия БПИ выполняются во всех схемах 1—8, в этом случае $\sigma = 0$, так как $F = 1$.

Наиболее простая бесконтактная ИЭМ с односекторным магнитопроводом ротора (рис. 2) и сосредоточенными обмотками статора имеет практически линейные функции преобразования и коэффициент электрической редукции $P = 1$ [6, 7]. Функции преобразования синусно-косинусных унифицированных ВТ и редуктосинов близки к синусоидальным, а в ВТ сопротивления само- и взаимоиндукции обмоток синхронизации a , b практически не зависят от угла поворота ротора θ_d .

При разнотипности конструкций датчика и приемника их функции преобразования могут различаться.

Если единичные функции f_d (или f_n) синусоидальны, а функции f_n (или f_d) содержат одну высшую гармонику с относительной амплитудой A_k , то можно показать, что

$$\sigma = A_k = \Delta\theta_{\max},$$

где $\Delta\theta_{\max}$ — угловая среднемаксимальная ошибка ИП.

Учет только одной ближайшей высшей гармоники дает для линейной (треугольной) функции $A_3 = 0,11$, для трапецевидной с линейным участком $\alpha = \pi/3$ значение $A_3 = 0,045$, а при $\alpha = \pi/4$ значение $A_3 = 0,33$.

В случае достаточно больших входных сопротивлений $Z_{вх}$ ФВУ можно считать, что он управляется э. д. с. выходных обмоток датчика, и пренебрегать влиянием сопротивления $Z_{д}^{ab}$ датчика на функции преобразования F (4). Если ФВУ управляется токами обмоток датчика,

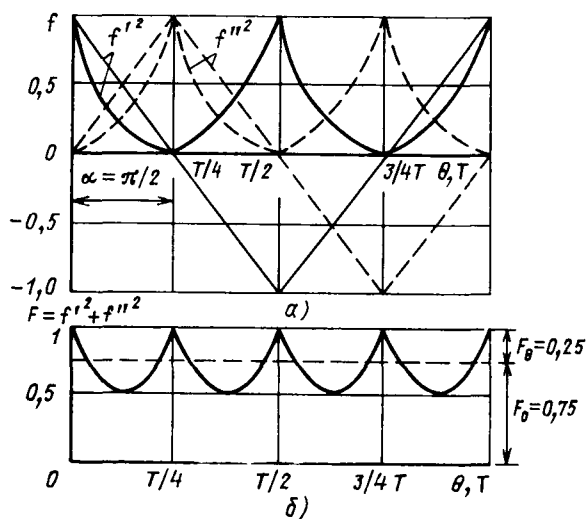


Рис. 7. Определение коэффициента пульсаций σ функции F преобразования (момента) двигателя (б) при линейных функциях преобразования f (а)

то при более строгом анализе следует принимать во внимание изменение всех сопротивлений само- и взаимоиндукции обмоток датчика и прежде всего $Z_{д}^{ab}$ [7]. В реальном приемнике функции преобразования можно определить на моментометре или косвенно и приближенно осциллографированием формы генераторной э. д. с. обмоток a , b при вращении ротора.

Примененный графо-аналитический метод удобен также при исследовании условий БПИ в измерителях несогласования (ИР) следящих систем, построенных на ИЭМ переменного тока (рис. 1, д, е и рис. 3). Метод был использован для анализа функциональных особенностей ИР, вызванных влиянием зубчатости магнитопровода на функции сопротивлений само- и взаимоиндукции обмоток синхронизации ИЭМ переменного тока, а также выполнения условий БПИ в частном случае, когда функции взаимоиндукции первичных и вторичных обмоток (функции преобразования) ИЭМ имеют симметрию только рода IV [8].

Результаты этого анализа совместно с исследованием выполнения условий БПИ для функций преобразования с различными родами симметрии (0 — IV) дадут полные условия БПИ для ИР на ИЭМ переменного тока с зубчатым или явнополюсным магнитопроводом.

Для установления выполнимости условий БПИ в ИР необходимо для основной функции преобразования исследовать уравнение (см. табл. 3):

$$F = 0,$$

но при этом надо учесть новые функции преобразования приемника:

$$f_n^a = f_d^a = f'; \quad f_n^b = f_d^b = f'' \quad (11)$$

и начальные углы θ_0 (см. табл. 2).

После замены функций приемника согласно (11) получим для ИР известный вид условий (8), но с перестановкой схем: схемы 1, 2 и 3, 4 ИП надо заменить соответственно схемами 7, 8 и 5, 6 ИР, а схемы 5, 6 и 7, 8 ИП — схемами 3, 4 и 1, 2 ИР.

Результаты графо-аналитического исследования условий БПИ для ИР (рис. 3) приведены в табл. 3. Для ИР оптимальными являются перекрестные схемы 7, 8,

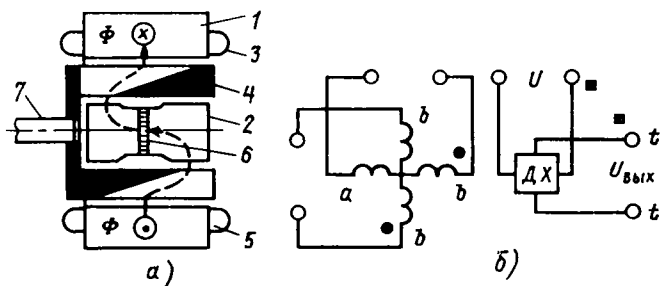


Рис. 8. Схема магнитопровода (а) и электрическая схема (б) бесконтактного ИЭМ-приемника постоянного тока: 1, 2 — внешняя и внутренняя ферромагнитные части статора; 3, 4 — ферромагнитные и немагнитные части ротора; 5 — электрические обмотки статора а, б; 6 — датчик Холла (ДХ)

в которых условия БПИ выполняются при любом роде симметрии 0 — IV функций преобразования. Результаты общего исследования условий БПИ были подтверждены численными расчетами на ЦВМ. В качестве тестовой функции преобразования f была взята тригонометрическая сумма с ограниченным числом высших гармоник, имеющих одинаковые относительные амплитуды.

Заменяя в ИП приемник Пм с постоянными магнитами на ИЭМ постоянного тока, можно осуществить комбинированный измеритель рассогласования с датчиком переменного тока (рис. 1, е). Схемы магнитопровода и электрических обмоток ИЭМ постоянного тока с датчиком Холла (ДХ) даны на рис. 8 [9]. Ферромагнитный ротор ИЭМ разделен немагнитным промежутком¹, а ДХ установлен поперек внутреннего ферромагнитного статора. Ориентация потока статора $\vec{\Phi}_\pi$ определяется токами его ортогональных обмоток а, б (сигналами ФВУ). Поток, пронизывающий ДХ и, следовательно, выходной сигнал приемника, зависит от взаимного положения потока $\vec{\Phi}_\pi$ и ротора.

Описанная ИЭМ постоянного тока с датчиком Холла является аналогом ИЭМ переменного тока (ВТ) и может применяться также для преобразования «угол — напряжение» в системах постоянного тока.

¹ Как в бесконтактном сельсине, предложенном А. Г. Иосифьяном и Д. В. Свечарником.

В системах, в которых необходимо заведомо пользоваться источником постоянного тока, можно датчики переменного тока питать от преобразователя постоянного тока в переменный (преобразователь нулевой частоты — ПЧ) (рис. 1, а, в — е). В универсальных МД преобразователь ПЧ и ФВУ выполнены в едином блоке, и управление возможно как постоянным, так и переменным током (рис. 2).

Результаты исследования измерительно-преобразовательных устройств с ИЭМ-датчиком переменного тока (рис. 1, а, д, е) можно распространить также на гибридные устройства, в которых датчиком служит преобразователь двоичного сигнала ЦВМ (расчетного угла $\gamma_{вх}$) в аналоговые напряжения (преобразователь «код — напряжение» — ПКН) (рис. 1, б, ж, з).

Выражения (1) и (2) для функций преобразования являются достаточно общими, чтобы позволить подробно исследовать погрешности различных инверсных схем ИП и МД от раздельного и совместного расхождения параметров и функций в каналах синхронизации I, П, а также между датчиком и приемником, вызванных как разнотипностью датчика и приемника, так и неточностью их изготовления. Ранее это было сделано для ИП, построенных на ВТ с конкретной несимметрией магнитных и электрических цепей [7].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 106194 (СССР). Система синхронной передачи угла поворота и вращения на постоянном токе/Р. К. Памфилов. — Оpubл. в Бюлл. 1957. № 5.
2. Памфилов Р. К. Система синфазного положения и вращения двух валов. — Судостроение, 1983, № 7.
3. Столов Л. И., Зыков Б. Н. Моментные двигатели с постоянными магнитами. — М.: Энергия, 1977.
4. А. с. № 964884 (СССР). Вентильный двигатель/Р. К. Памфилов, М. М. Минкин, Ю. М. Беленький и др. — Оpubл. в Бюлл., 1982, № 33.
5. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. — М.: Наука, 1980.
6. Памфилов Р. К. О выборе типа сельсинов для трансформаторной додистанционной передачи угла. — Автоматика и телемеханика т. XXIII, 1962, № 6.
7. Памфилов Р. К. Принципы построения измерителей рассогласования следящих систем. — М.: Энергия, 1973.
8. Памфилов Р. К. Функциональные свойства инверсных трансформаторных схем измерителей рассогласования. — Электричество, 1984, № 8.
9. А. с. № 229255 (СССР). Приемник измерительного устройства для следящих систем/Р. К. Памфилов — Оpubл. в Бюлл., 1968, № 32.

[12.11.84]

Эквивалентирование ЛЭП с промежуточными отборами

КРУТЬ Н. С., канд. техн. наук, МОСИН М. Ф., канд. техн. наук, ЧУПАК Т. М., инж.

Красноярский политехнический институт

В настоящее время решение задач АСДУ обычно ограничивают на уровне «советчик диспетчера» [1], что не позволяет осуществлять оптимальное ведение режима энергосистемы в темпе процесса. Автоматизированная система управления энергосистемой предусматривает расчет параметров оптимального режима и прямое цифровое управление объектами, что обуславливает использование двухуровневого вычислительного комплекса с ЭВМ и управляющим вычислительным комплексом (УВК), связанных двусторонним каналом обмена данными.

На вычислительный комплекс возлагается выполнение следующих основных функций:

а) сбор и обработка данных о параметрах текущего режима энергосистемы;

б) эквивалентирование и прогнозирование недостающих нагрузок;

в) обеспечение диалогового способа общения с оперативным персоналом;

г) формирование и выдача в каналы телемеханики команд управления регуляторами объектов;

д) отображение параметров телеуправления оперативному персоналу;

е) ведение массивов ретроспективы, ведомостей выданных команд;

ж) обеспечение автономного телеуправления объектами (в аварийном режиме, при испытаниях и т. д.);

з) коррекции в темпе процесса расчетной схемы замещения по данным телесигнализации.

Анализ указанных функций показывает, что при создании автоматизированной системы, работающей в реальном времени, основное внимание должно уделяться рациональной организации телеизмерений и уменьшению времени расчета оптимального режима за счет снижения количества рассматриваемых узловых точек при достаточной «наблюдаемости» энергосистемы.

Сложность практического решения задачи оптимизации текущего режима энергосистемы состоит в сборе и обработке большого количества исходной информации, необходимости установки значительного числа устройств телемеханики, обеспечения центрального диспетчерского пункта каналами связи с объектами энергосистемы.

Как правило, в энергосистемах имеется ряд ВЛ с промежуточными отборами мощности, входящих в замкнутые контуры. Прогнозирование таких нагрузок связано с увеличением погрешности оптимизации, а в ряде случаев практически неосуществимо (например, подстанции тяговых транзитов).

В последнее время большое внимание уделяется исследованию методом анализа энергосистемы в условиях неполной исходной информации [1], однако в большинстве случаев они не приспособлены к расчетам режима в реальном времени.

В данной работе рассматривается возможность исключения промежуточных нагрузок ВЛ по результатам измерений параметров установившегося режима узловых подстанций и замены их эквивалентной нагрузкой, помещаемой в определенную точку электропередачи.

На рис. 1 представлена исходная, а на рис. 2 — эквивалентная схема замещения электропередачи.

Эквивалентную ВЛ можно представить четырехполюсником с постоянными $\dot{A}$, $\dot{B}$, $\dot{C}$, $\dot{D}$. На вычислительный комплекс диспетчерского пункта энергосистемы с узловых подстанций M и N передается информация о модулях напряжений U_1 , U_2 , потоках мощности в начале $\dot{S}_1 = P_1 + jQ_1 = S_1 e^{j\psi_1}$ и в конце $\dot{S}_2 = P_2 + jQ_2 = S_2 e^{j\psi_2}$ передачи.

Как известно, уравнения четырехполюсника устанавливают

связь между напряжениями и потоками по концам ВЛ [2]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{A}\dot{U}_2 + \sqrt{3}\dot{B}\dot{I}_2; \\ \dot{U}_2 &= \frac{\dot{C}}{\sqrt{3}}\dot{U}_2 + \dot{D}\dot{I}_2. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Представим постоянные четырехполюсника несимметричной T -образной схемой замещения, приведенной на рис. 3. Связь постоянных четырехполюсника с параметрами схемы замещения выражается следующими соотношениями

$$\dot{A} = 1 + \dot{Z}_1\dot{Y}; \quad \dot{B} = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_1\dot{Z}_2\dot{Y}; \quad \dot{C} = \dot{Y}; \quad \dot{D} = 1 + \dot{Z}_2\dot{Y}.$$

T -образная схема замещения позволяет определить действительные потоки мощности по концам эквивалентированной ВЛ, хотя по сравнению с Π -образной схемой замещения увеличивает количество расчетных узлов.

Вектор напряжения $\dot{U}_2$ совместим с осью действительных величин $\dot{U}_2 = U_2$, тогда $\dot{U}_1 = U_1 e^{j\delta}$.

Примем в качестве допущения, что отношение сопротивлений

$$\frac{X_1}{R_1} = \frac{X_2}{R_2} = \text{const}, \quad \text{т. е. } \dot{Z}_2 = K\dot{Z}_1 = KZ_1 e^{j\psi_z}.$$

Подставив в уравнения (1) значения постоянных четырехполюсника и заменив значения токов мощностями, получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= (1 + \dot{Z}_1\dot{Y})U_2 + \sqrt{3}\dot{Z}_1(1 + K + \dot{Z}_1\dot{Y})\frac{\dot{S}_2}{U_2}; \\ \dot{S}_1 &= \dot{U}_1\dot{U}_2\dot{Y} + \frac{\dot{S}_2\dot{U}_1}{U_2}(1 + K\dot{Z}_1\dot{Y}). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Первое уравнение четырехполюсника преобразуем в уравнение

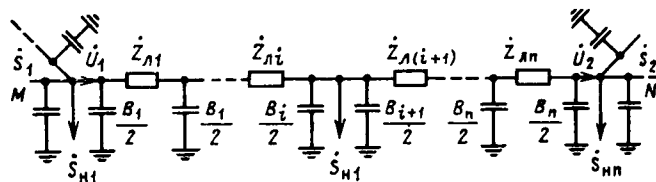


Рис. 1

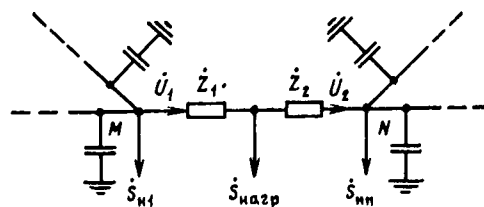


Рис. 2

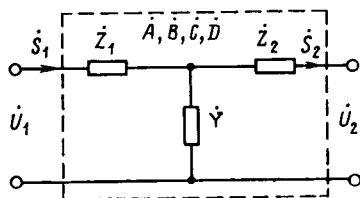


Рис. 3

напряжений по концам ВЛ:

$$\dot{U}_1 = U_2 + \dot{Z}_1 \left(\frac{\dot{S}_1}{U_1} + \frac{\dot{S}_2}{U_2} K \right). \quad (3)$$

В первом приближении продольное сопротивление эквивалентруемой ВЛ можно представить суммой продольных сопротивлений участков $\dot{Z} = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 = \sum_{i=1}^n \dot{Z}_{li}$, тогда $\dot{Z}_1 = \dot{Z}/(1+K)$. Выделив из полученного выражения (3) действительную часть и решив ее относительно K , получим

$$K = \frac{U_2 [S_1 Z \cos(\psi_Z - \psi_1) - U_1 (U_1 - U_2 \cos \delta)]}{U_1 [U_2 (U_1 - U_2 \cos \delta) - S_2 Z \cos(\psi_Z - \psi_2 - \delta)]}. \quad (4)$$

Мнимую часть выражения представим следующим образом:

$$U_1 [(1+K) U_2^2 + S_2 Z K \cos(\psi_Z - \psi_2)] \sin \delta - U_1 S_2 Z K \sin(\psi_Z - \psi_2) \cos \delta = U_2 S_1 Z \sin(\psi_Z - \psi_1).$$

Обозначим:

$$a = U_1 [1+K] U_2^2 + S_2 Z K \cos(\psi_Z - \psi_2);$$

$$b = -U_1 S_2 Z K \sin(\psi_Z - \psi_2); \quad A = U_2 S_1 Z \sin(\psi_Z - \psi_1).$$

Тогда $a \sin \delta + b \cos \delta = A$.

Решить это уравнение относительно угла сдвига фаз напряжений можно, воспользовавшись известным преобразованием [3]:

$$a \sin \delta + b \cos \delta = \sqrt{a^2 + b^2} \sin(\delta + \varphi),$$

$$\text{где } \varphi = \arctg \frac{b}{a}.$$

После преобразования окончательно получим

$$\delta = \arcsin \frac{U_2 S_1 Z \sin(\psi_Z - \psi_1)}{U_1 \sqrt{[(1+K) U_2^2 + S_2 Z K \cos(\psi_Z - \psi_2)]^2 + [S_2 Z K \sin(\psi_Z - \psi_2)]^2}} + \arctg \frac{S_2 Z K \sin(\psi_Z - \psi_2)}{(1+K) U_2^2 + S_2 Z K \cos(\psi_Z - \psi_2)}. \quad (5)$$

Второе уравнение четырехполюсника решим относительно поперечной проводимости $\dot{Y} = G + jB = Ye^{j\psi_Y}$, обусловленной мощностью, включающей в себя нагрузки промежуточных подстанций, зарядные мощности и потери мощности на участках ВЛ. Эта мощность переносится в определенную точку схемы замещения таким образом, чтобы режим работы системы за рассматриваемой областью остался неизменным.

Выделим отдельно активную и реактивную составляющие поперечной проводимости

$$G = \frac{(1+K) [(1+K) U_1^2 U_2^2 (S_1 \cos \psi_1 - S_2 \cos \psi_2) - U_1^2 [(1+K)^2 U_2^4 + S_2^2 Z^2 K^2 + (U_2^2 S_1^2 + U_1^2 S_2^2 K) Z \cos \psi_Z] + 2(1+K) K U_2^2 S_2 Z \cos(\psi_Z - \psi_2)]}{U_1^2 [(1+K)^2 U_2^4 + S_2^2 Z^2 K^2 + (U_2^2 S_1^2 + U_1^2 S_2^2 K) Z \cos \psi_Z] + 2(1+K) K U_2^2 S_2 Z \cos(\psi_Z - \psi_2)};$$

$$B = \frac{(1+K) [(1+K) U_1^2 U_2^2 (S_2 \sin \psi_2 - S_1 \sin \psi_1) + U_1^2 [(1+K)^2 U_2^4 + S_2^2 Z^2 K^2 + (U_2^2 S_1^2 + U_1^2 S_2^2 K) Z \sin \psi_Z] + 2(1+K) K U_2^2 S_2 Z \cos(\psi_Z - \psi_2)]}{U_1^2 [(1+K)^2 U_2^4 + S_2^2 Z^2 K^2 + (U_2^2 S_1^2 + U_1^2 S_2^2 K) Z \cos \psi_Z] + 2(1+K) K U_2^2 S_2 Z \cos(\psi_Z - \psi_2)}. \quad (6)$$

Входное сопротивление четырехполюсника, представляющего эквивалентруемую линию, не равно сумме сопротивлений участков. Согласно T-образной схеме замещения постоянная $\dot{B}$, характеризующая продольное сопротивление, определяется выражением

$$\dot{B} = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_1 \dot{Z}_2 \dot{Y} = Z \left[1 + \frac{\dot{Z} \dot{Y} K}{(1+K)^2} \right]. \quad (7)$$

Скорректированное значение продольного сопротивления можно получить следующим образом. Предположим, что принятое сопротивление $\dot{Z}$ и уточненное $\dot{Z}_Y$ связаны соотношением $\dot{n} = \dot{Z}/\dot{Z}_Y$, тогда $\dot{B} = \dot{n} \dot{Z} = \dot{Z}_Y \dot{n}/\dot{Z}_Y$. Приравняв правые части полученного соотношения и уравнения (7) выразим сопротивление $\dot{Z}_Y$ как

$$\dot{Z}_Y = \frac{(1+K)^2 \dot{Z}}{(1+K) + \dot{Z} \dot{Y} K}. \quad (8)$$

Выделим из выражения (8) активную и реактивную составляющие сопротивления:

$$\left. \begin{aligned} R_Y &= \frac{Z(1+K)^2 [(1+K)^2 \cos \omega_Z + ZYK \cos(\psi_Y)]}{(1+K)^2 [(1+K)^2 + 2ZYK(\psi_Z + \psi_Y)] + (ZYK)^2}; \\ X_Y &= \frac{Z(1+K)^2 [(1+K)^2 \sin \psi_Z - ZYK \sin \psi_Y]}{(1+K)^2 [(1+K)^2 + 2ZYK \cos(\psi_Z + \psi_Y)] + (ZYK)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

В результате проведенных преобразований получена система шести уравнений, из которых уравнения (4) и (5) являются трансцендентными, а (6) и (9) — алгебраическими. Задав начальным значением угла сдвига фаз напряжений δ_0 (например, $\delta_0 = 0$), осуществляем итерационный процесс решения уравнений (4) и (5) при сопротивлении Z , равном сумме сопротивлений участков эквивалентруемой ВЛ. После достижения в первом приближении заданной точности расчета K и δ вычисляются составляющие поперечной проводимости G и B по выражениям (6), а затем в соответствии с уравнениями (9) корректируются значения составляющих сопротивления. В дальнейшем расчет повторяется в описанной последовательности с найденными в предыдущем приближении значениями δ и Z_Y . В процессе всего расчета сопротивление корректируется относительно начально заданного значения. Расчет заканчивается, когда разность значений корректируемых сопротивлений двух последовательных итераций будет соответствовать заданной точности расчета.

После этого определяются значения сопротивлений в соответствии с принятой схемой замещения:

$$\dot{Z}_1 = R_1 + jX_1 = \frac{Z_Y}{1+K} e^{j\psi_{Z_Y}};$$

$$Z_2 = R_2 + jX = \frac{K Z_Y}{1+K} e^{j\psi_{Z_Y}}.$$

Если для расчета режима энергосистемы вместо поперечной проводимости необходимо иметь соответствующую мощность нагрузки $\dot{S}_{\text{нагр}}$, то она определяется следующим образом:

$$\dot{S}_{\text{нагр}} = \dot{S}_1 = \dot{S}_2 - \Delta \dot{S},$$

где $\Delta \dot{S}$ — потери мощности в эквивалентированной ВЛ, обуславливающие заданный перепад напряжений

$$\Delta \dot{S} = \frac{1}{1+K} \left(\frac{S_1^2}{U_1^2} + K \frac{S_2^2}{U_2^2} \right) \dot{Z}_Y.$$

После разделения на активную и реактивную составляющие величина нагрузки может быть представлена следующим образом:

$$P_{\text{нагр}} = (P_1 - P_2) - \frac{S_1^2 U_2^2 + K S_2^2 U_1^2}{(1+K) U_1^2 U_2^2} R_Y;$$

Таблица 1

Номер ВЛ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Число исключаемых узлов	8	6	7	5	5	3	8	3	4	4
U_1 , кВ	229,465	108,236	119,0	118,869	96,312	119,0	121,656	212,233	108,236	121,656
U_2 , кВ	223,452	119,963	106,565	119,0	108,236	119,0	95,159	218,31	117,778	114,993
δ , град	-17,05	-3,706	-6,582	-0,2045	-15,888	0,1003	19,153	-9,955	-6,326	-12,345
S_1 , МВ·А	63,123	10,999	135,048	20,12	55,049	66,23	246,69	82,0056	178,327	77,897
S_2 , МВ·А	125,41	108,645	67,397	79,746	142,072	31,063	54,418	117,508	303,54	45,86
$Z = \sum_{i=1}^n Z_{\text{ли}}, \text{ Ом}$	159,032	35,367	33,512	1,1222	37,781	3,0094	38,64	80,071	7,065	50,265
ψ_Z , рад.	1,35	1,177	1,1603	1,3054	1,3039	1,138	1,3005	1,3889	1,334	1,0633

Таблица 2

Номер ВЛ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
δ , град	-16,348	-3,439	-5,912	0,2038	14,41	0,0963	17,416	-9,764	-5,88	-11,92
K	1,514	0,616	1,682	1,1	0,621	1,748	0,762	1,359	1,228	0,9791
$Y \cdot 10^{-3}$, См	148,697	33,269	30,299	1,121	33,956	2,998	30,688	78,448	6,959	48,886
ψ_Y , рад	1,305	1,149	1,118	1,304	1,273	1,135	1,249	1,378	1,323	1,0498
$S_{\text{нагр}}$, МВ·А	78,685	88,551	141,635	72,732	81,855	95,7	150,403	33,598	107,039	28,232
ψ_S , рад	0,1069	0,577	0,533	0,464	0,6267	0,5014	0,5627	0,2126	0,1885	-0,1752

Таблица 3

Номер ВЛ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
U_1 , кВ	229,37	108,064	119,0	118,863	95,975	119,0	121,588	212,159	108,064	121,588
U_2 , кВ	223,173	119,953	106,429	119,0	108,064	119,0	94,764	218,215	117,738	114,776
δ , град	-16,87	-3,485	-6,52	-0,216	-15,397	0,044	18,758	-9,846	-6,011	-12,224
S_1 , МВ·А	65,593	11,571	135,658	22,247	59,311	65,947	254,741	82,754	182,146	79,39
S_2 , МВ·А	127,88	109,344	71,411	82,481	146,579	31,198	61,434	118,249	308,124	47,184

$$Q_{\text{нагр}} = (Q_1 - Q_2) - \frac{S_1^2 U_2^2 + K S_2^2 U_1^2}{(1 + K) U_1^2 U_2^2} X_Y.$$

Исходные данные расчетов при создании автоматизированной системы управления поступают из оперативно-информационного комплекса (ОИК) АСДУ на основе обработки оперативно-режимной телеинформации по программе КП-4. ОР.

Результаты расчетов по эквивалентированию отдельных ВЛ помещаются в массив исходной информации для расчета оптимального (установившегося) режима.

На основании предлагаемой методики выполнены расчеты по полной и эквивалентной схеме замещения Красноярской энергосистемы, содержащей в исходном состоянии 143 узла и 168 ветвей. В результате эквивалентирования 10 ВЛ исключена информация 53 узлов.

Исходные данные для эквивалентирования ВЛ, приведенные в табл. 1, взяты по результатам расчета полной схемы замещения энергосистемы. Результаты эквивалентирования ВЛ приведены в табл. 2. После проведения расчета по эквивалентной схеме замещения энергосистемы получены данные согласно табл. 3.

Расчеты установившегося режима проводились на ЭВМ ЕС 1022 по программе Б-6/77.

В балансирующем узле погрешность активной и реактивной мощностей составила:

$$\Delta P_{6. \text{ у}} = P_{6. \text{ у}} - P_{6. \text{ у. э}} = -3,13 \text{ МВт (0,14\%);}$$

$$\Delta Q_{6. \text{ у}} = Q_{6. \text{ у}} - Q_{6. \text{ у. э}} = -1,7 \text{ МВ·А (0,4\%).}$$

Выводы: 1. Эквивалентирование нагрузок энергосистемы в реальном времени позволяет повысить эффективность АСДУ при переходе к непосредственному управлению энергообъектами от управляющего вычислительного комплекса.

2. Предложенный метод не требует больших затрат машинного времени и дает возможность значительно уменьшить общее время цикла оптимизации и количество устанавливаемой аппаратуры.

3. Коррекция продольного сопротивления эквивалентированных ВЛ значительно повышает точность расчета.

4. Результаты расчета установившегося режима энергосистемы до эквивалентирования и после эквивалентирования с исключением 37 % нагрузок подтверждают эффективность приведенной методики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Совалов С. А. Режимы Единой энергосистемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983.

2. Электрические системы, т. 3. Передача энергии переменным и постоянным током высокого напряжения/ Под ред. В. А. Венникова. — М.: Высшая школа, 1972.

3. Бронштейн И. Н., Семедяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. — М.: Наука, 1980.

[13.06.85]

Расчет трехмерного температурного поля в магнитопроводе трансформатора

БУТИНА Т. П., ГОРБУНЦОВ А. Ф., ЩЕЛЫКАЛОВ Ю. Я.

Интенсивное развитие электроэнергетики сопровождается увеличением мощностей трансформаторов, ростом удельных электромагнитных и термических нагрузок. Детальные тепловые расчеты необходимы для выявления на стадии проектирования наиболее нагретых точек трансформаторов и снижения недопустимых перегревов. Увеличение точности теплового расчета имеет большое практическое значение с точки зрения улучшения технико-экономических показателей трансформаторов.

Сложность конфигурации температурного поля внутри трансформатора не позволяет разработать точную методику расчета теплового режима трансформатора для различных точек магнитопровода или обмоток. По этой причине применяемые в настоящее время методы теплового расчета трансформатора основаны на многих упрощающих допущениях, что ухудшает точность результатов расчета. Так, для расчета нагрева магнитопровода ступенчатой формы предлагается преобразовывать его сечение в равновеликий прямоугольник [1]. В [2] показано, что погрешность расчета в этом случае может достигнуть 50 %. В связи с этим необходимо разработать более точные методы расчета температурных полей в электротехнических устройствах. В данной работе рассматривается применение метода конечных разностей для расчета трехмерного температурного поля в шихтованном магнитопроводе трансформатора при произвольном числе ступеней.

Стационарное распределение температуры в магнитопроводе описывается нелинейным дифференциальным уравнением в частных производных:

$$\operatorname{div}(\lambda \operatorname{grad} T) + q = \frac{\partial}{\partial x} \left[\lambda_x(T) \frac{\partial T}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\lambda_y(T) \frac{\partial T}{\partial y} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\lambda_z(T) \frac{\partial T}{\partial z} \right] + q(x, y, z, T) = 0; \quad (1)$$

при граничных условиях третьего рода

$$\lambda_n(T) \frac{\partial T}{\partial n} = \pm \alpha(x, y, z, T) [T_{\text{гр}} - T_c(x, y, z)], \quad (2)$$

где λ_n — коэффициент теплопроводности, измеренный в направлении, параллельном оси координат; α — коэффициент теплоотдачи в соответствующем направлении; q — потери, выделяемые в единице объема; T_c — температура окружающей среды; $T_{\text{гр}}$ — температура поверхности тела.

Шихтованный сердечник является анизотропным телом, коэффициент теплопроводности которого имеет наибольшее значение по направлению вдоль листов. Из-за слабой зависимости коэффициентов теплопроводности λ и теплоотдачи α от температуры в пределах ее изменения в магнитопроводе трансформатора пренебрегаем температурной корректировкой коэффициентов λ и α .

В исследуемой области построим прямоугольную сетку с кусочно-постоянными шагами. линии которой проходят по гра-

ницам ступеней. Для получения разностных выражений для внутренних узлов сетки воспользуемся теоремой Остроградского — Гаусса (рис. 1):

$$\oint_S \lambda \operatorname{grad} T ds = - \iiint_V q dv; \quad (3)$$

$$Q = \iiint_V q dv \approx \sum_{i=1}^8 q_i V_i = \frac{1}{8} [(q_1 h_1 h_2 + q_2 h_2 h_3 + q_3 h_3 h_4 + q_4 h_4 h_1) h_5 + (q_5 h_1 h_2 + q_6 h_2 h_3 + q_7 h_3 h_4 + q_8 h_4 h_1) h_6]; \quad (4)$$

$$\oint_S \lambda \operatorname{grad} T ds \approx \sum_{j=1}^6 \lambda_j \frac{T_j - T_0}{h_j} S_j = \frac{T_1 - T_0}{4h_1} [(\lambda_{x1} h_2 + \lambda_{x4} h_4) h_5 + (\lambda_{x5} h_2 + \lambda_{x8} h_4) h_6] + \frac{T_2 - T_0}{4h_2} [(\lambda_{y1} h_1 + \lambda_{y2} h_3) h_5 + (\lambda_{y5} h_1 + \lambda_{y6} h_3) h_6] + \frac{T_3 - T_0}{4h_3} [(\lambda_{x2} h_2 + \lambda_{x3} h_4) h_5 + (\lambda_{x6} h_2 + \lambda_{x7} h_4) h_6] + \frac{T_4 - T_0}{4h_4} [(\lambda_{y3} h_3 + \lambda_{y4} h_1) h_5 + (\lambda_{y7} h_3 + \lambda_{y8} h_1) h_6] + \frac{T_5 - T_0}{4h_5} [(\lambda_{z1} h_1 + \lambda_{z2} h_3) h_2 + (\lambda_{z3} h_3 + \lambda_{z4} h_1) h_4] + \frac{T_6 - T_0}{4h_6} [(\lambda_{z5} h_1 + \lambda_{z6} h_3) h_2 + (\lambda_{z7} h_3 + \lambda_{z8} h_1) h_4]. \quad (5)$$

Система разностных уравнений (4), (5), составленных для всех внутренних узлов сетки, дополняется уравнениями для узлов на границе, полученными методом энергетического баланса. Например, для узла 0, находящегося на правой границе, получаем:

$$Q \approx \sum_{i=2, 3, 6, 7} q_i V_i; \quad (6)$$

$$\oint_S \lambda \operatorname{grad} T ds \approx \frac{T_c - T_0}{4} [(\alpha_{x1} h_2 + \alpha_{x4} h_4) h_5 + (\alpha_{x5} h_2 + \alpha_{x8} h_4) h_6] + \frac{T_2 - T_0}{4h_2} h_3 (\lambda_{y2} h_5 + \lambda_{y6} h_6) + \frac{T_3 - T_0}{4h_3} [(\lambda_{x2} h_2 + \lambda_{x3} h_4) h_5 + (\lambda_{x6} h_2 + \lambda_{x7} h_4) h_6] + \frac{T_4 - T_0}{4h_4} h_3 (\lambda_{y3} h_5 + \lambda_{y7} h_6) + \frac{T_5 - T_0}{4h_5} h_3 (\lambda_{z2} h_2 + \lambda_{z3} h_4) + \frac{T_6 - T_0}{4h_6} h_3 (\lambda_{z6} h_2 + \lambda_{z7} h_4). \quad (7)$$

Аналогично могут быть получены разностные уравнения для случаев, когда узел 0 находится в углу и в других граничных точках.

Большим достоинством разностных уравнений (4)–(7) является возможность проведения сквозного счета по одним и тем же формулам без явного выделения узлов на границе.

Для случая $\lambda_x = \alpha_x h_1$ и $h_1 \rightarrow 0$ уравнение (5) преобразуется в уравнение (7) для граничного узла. Вводя вспомогательные узлы вне исследуемой области на расстоянии шага $h \rightarrow 0$ от действительной границы и задавая в этих узлах температуру окружающей среды T_c , переходим от решения задачи (1) с граничными условиями третьего рода (2) к решению задачи (1) с граничными условиями первого рода.

Для решения системы разностных уравнений применяется экстраполяционный метод Либмана. Решение считается найденным, когда разность температур в каждом из узлов в двух последовательных итерациях не превышает наперед заданной ве-

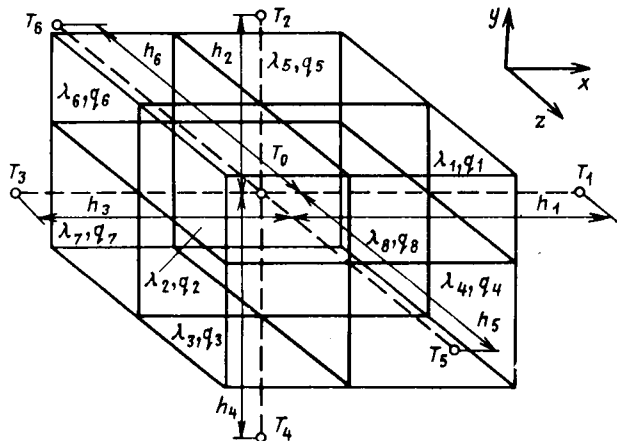


Рис. 1. Типовой расчетный узел трехмерной сетки в неоднородной области

личины:

$$|T_j^{n+1} - T_j^n| \leq \varepsilon. \quad (8)$$

Для ускорения сходимости расчет производится с помощью различных сеток. Сначала решение определяется на грубой сетке с шагом $2h$. Полученные значения T_j интерполируются в узлы мелкой сетки с шагом h и используются в качестве начального приближения для решения разностных уравнений. Практика применения метода показала, что объем вычислений при этом уменьшается примерно в 4—8 раз, и, кроме того, точность расчета увеличивается за счет комбинирования решений, полученных на различных сетках:

$$T = \frac{1}{3} [4T(h) - T(2h)]. \quad (9)$$

Преобразуем уравнения (4) и (5) и соответственно (6) и (7) к виду:

$$T_0 = \frac{\sum_{m=1}^6 a_m T_m + Q}{\sum_{m=1}^6 a_m}. \quad (10)$$

Поскольку неоднородный член Q пропорционален h^3 , вклад Q зависит от шага сетки h . При заданных начальном распределении T^0 и ε существует оптимальная величина h , которая обеспечивает наиболее быстрое получение решения. И, наоборот, величина ε должна зависеть от шага сетки h ; если шаг сетки уменьшается, то соответственно должна уменьшаться ε , чтобы итерации не прекратились из-за малости члена Q прежде, чем решение будет достигнуто. С уменьшением h уменьшается погрешность аппроксимации, вызванная заменой исходного дифференциального уравнения в частных производных разностным аналогом. Однако уменьшение шага сетки таит в себе опасность увеличения вычислительной погрешности из-за ошибок округления, обусловленных конечным числом значащих цифр ЭВМ. Таким образом, выбор шага сетки является достаточно сложной проблемой и возможен только после проведения серии расчетов и накопления опыта решения подобных задач. Однако надо сказать, что большинство задач по необходимости решается при больших шагах, так что ошибки аппроксимации оказываются больше ошибок округления.

Начальное приближение температуры в узлах сетки принималось равным:

$$T_j^0 = \frac{W}{\alpha S} + T_c, \quad (11)$$

где W — потери в сердечнике, Вт; α — усредненный коэффициент теплоотдачи, Вт/(м²·°C); S — поверхность охлаждения, м².

После каждых 10 итераций производится корректировка удельных потерь q с учетом температурной зависимости потерь в стали:

$$q = q_{20} [\gamma - \beta (T - 20)], \quad (12)$$

где q_{20} — удельные потери при 20 °C; q — удельные потери при температуре 0—200 °C; γ и β — коэффициенты, зависящие от марки стали; T — среднее значение температуры в элементарном прямоугольном объеме:

$$T = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 T_i;$$

T_i — значения температуры в вершинах элементарного объема.

Созданная на основе разработанного численного метода программа на языке ФОРТРАН для ЭВМ ЕС-1060 позволяет производить расчет нагрева магнитопровода с произвольным числом ступеней при наличии как поперечных, так и продольных охлаждающих каналов. Для проверки численного метода были проведены расчетное и экспериментальное исследования температурного поля в магнитопроводе трансформатора

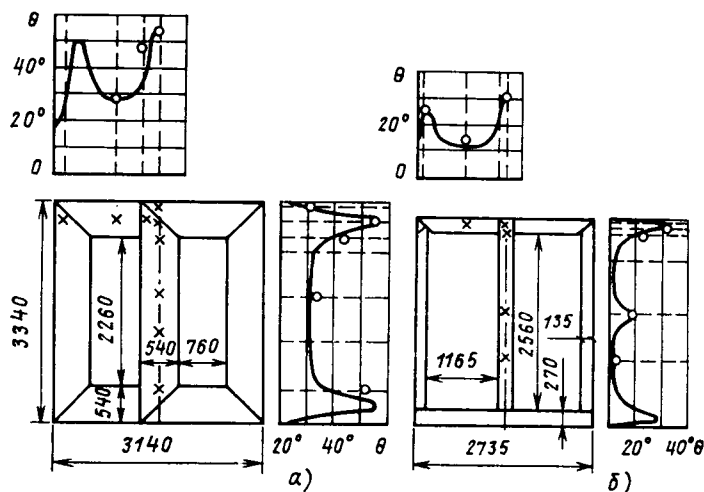


Рис. 2. Распределение превышений температуры в 16-м (а) и 5-м (б) пакетах магнитопровода трехфазного трансформатора ТДТН-40000/110: — расчет; ○ — опыт; × — места установки термопар

ТДТН-40000/110. Измерение температуры в опыте холостого хода трансформатора производилось с помощью термопар, установленных в магнитопроводе.

Исходные данные для расчета: $q=17500$ Вт/м³; $\alpha_x=\alpha_y=\alpha_z=100$ Вт/(м²·°C); $\lambda_x=\lambda_y=20$ Вт/(м·°C); $\lambda_z=4$ Вт/(м·°C); $\gamma=1,01$; $\beta=0,0005$ 1/°C; $\varepsilon=0,005$ °C; $T_j^0=30$ °C; магнитопровод имеет 16 ступеней в квадранте. Вследствие симметрии расчет производился для восьмой части магнитопровода.

Наличие зазоров в местах расположения стыков листов учитывалось путем введения в расчет для ячеек сетки в этих областях $\lambda_x=\lambda_y=\lambda_{\text{экр}}$. При определении эквивалентного коэффициента теплопроводности в области стыка $\lambda_{\text{экр}}$ предполагается, что тепловой поток проходит параллельно по двум путям: поперек пакета ($\lambda=4$ Вт/(м·°C)) и через последовательно соединенные тепловые сопротивления воздушного зазора ($\delta=1$ мм) с коэффициентом теплопроводности $\lambda=0,028$ Вт/(м·°C) и пакета с $\lambda=20$ Вт/(м·°C). Величина $\lambda_{\text{экр}}$ будет различной на каждой ступени. При расчете принималось усредненное значение $\lambda_{\text{экр}}=4,5$ Вт/(м·°C).

На рис. 2 показаны места установки термопар в некоторых пакетах магнитопровода и распределение превышений температуры над температурой охлаждающего масла $\theta=T_j-T_c$, полученное расчетным и опытным путем. В процессе измерений некоторые термопары отказали.

Необходимо отметить, что получить такие результаты, хотя бы качественно совпадающие с опытными данными, путем расчета двухмерного поля невозможно. Особенно это заметно на картине распределения поля в 16-м пакете, где точки с максимальным значением температуры находятся не в плоскости симметрии, а сдвинуты в сторону расположения стыков. Опытные результаты практически легли на расчетные зависимости, за исключением двух точек. Эти отклонения можно объяснить погрешностью определения координат места установки термопар. Хорошее совпадение опытных и расчетных данных свидетельствует о достаточно высокой точности численного метода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морозов Д. Н. Нагрев вставок стержневого реактора от потоков выпучивания. — В кн.: Вопросы трансформаторостроения. М.: Энергия, 1969, вып. 79.
2. Щелыкалов Ю. Я., Горбунцов А. Ф. Применение разностного метода для исследования температурного поля в магнитопроводе трансформатора. — Межвузовский сб.: Новые методы исследования в теоретической электротехнике и инженерной электрофизике. Иваново, 1978.

[27.06.85]

Зависимость интенсивности частичных разрядов в конденсаторной изоляции от напряжения

ТИТОВ М. Н., канд. техн. наук

Проектно-конструкторское бюро электрогидравлики АН УССР

Известно [1], что основной причиной пробоя изоляции высоковольтных импульсных конденсаторов являются частичные разряды (ЧР), важной характеристикой которых служит интенсивность (мощность) ЧР. Так как ЧР в импульсном конденсаторе возникают под действием высокой локальной напряженности электрического поля, в [2] было предложено использовать для косвенной оценки интенсивности ЧР объем изоляции $V_{из}$, работающей при повышенной напряженности электрического поля, а также приведен метод расчета этого объема. Поэтому, наряду с экспериментальными исследованиями [3], большое значение приобретают расчетные оценки зависимости $V_{из}$ от приложенного к обкладкам конденсатора напряжения.

Задача данной статьи — исследование зависимости интенсивности ЧР в конденсаторе от напряжения с помощью расчетов электрических полей. Расчетные модели основных типов электрических полей конденсаторов приведены на рисунке.

В таблице приведены результаты [4] исследования влияния конфигурации электрического поля конденсатора на величину напряженности электрического поля (E_r) на расстоянии r от острых краев обкладок и на величину изоляции $V_{из}$ (k_H — коэффициент неравномерности поля).

Анализ данных в таблице показывает, что в случае обкладки конечной толщины величина $V_{из}$ зависит от k_H в шестой степени, а в случае обкладки бесконечно малой толщины — в четвертой степени.

Рассмотрим зависимость $V_{из}$ от напряжения U_0 применительно к наиболее характерной для высоковольтных импульсных конденсаторов модели электрического поля типа IV, для которой, в соответствии с таблицей, можно написать [4]:

$$V_{из}^{IV} = \frac{d^2 \Pi}{\pi \cdot 1,5 a_4^2 k_H^6}, \quad (1)$$

где Π — периметр обкладок.

Коэффициент неравномерности поля определяется следующим образом:

$$k_H = E_r / E_0; \quad (2)$$

$$E_0 = U_0 / d, \quad (3)$$

где E_r — напряженность электрического поля на расстоянии r от острого края обкладки, определяемая в таблице; E_0 — напряженность равномерного электрического поля вдали от краев обкладок; U_0 — напряжение, приложенное к обкладкам конденсатора.

Учитывая (2) и (3), выражение (1) может быть представлено в виде

$$V_{из}^{IV} = \frac{d^2 \Pi}{\pi \cdot 1,5 a_4^2} \left(\frac{U_0}{E_r d} \right)^6. \quad (4)$$

Согласно [1, 4] ЧР возникнут лишь тогда, когда напряженность E_r на некотором расстоянии $r = r_H$ достигнет определенной величины. В этом случае можно записать:

$$\left. \begin{aligned} r &= r_H; \\ E_0 &= E_H; \\ U_H &= E_H d, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где E_H , U_H — соответственно напряженность и напряжение, при которых появляются начальные ЧР.

Напряженность электрического поля на расстоянии r_H от острого края обкладки с учетом (5) и (2) имеет вид

$$E_r = E_H k_H(r_H), \quad (6)$$

где $k_H(r_H)$ — коэффициент неравномерности поля, определяемый по формуле (2) и соответствующий формуле в таблице.

Для рассматриваемой расчетной модели поля типа IV (на рисунке) по формуле (2) и формуле для E_{r4} , приведенной в таблице, можно получить

$$k_H(r_H) = \sqrt[3]{\frac{d}{\pi r_H \cdot 1,5 a_4}}. \quad (7)$$

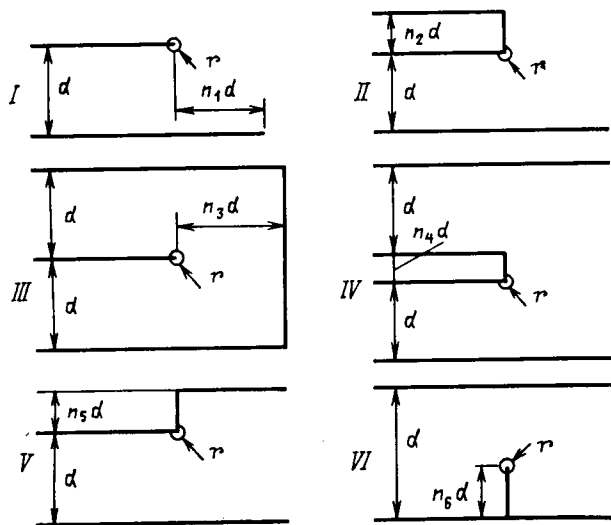
После подстановки (7) в (6), (6) в (4) и проведения с учетом (5) соответствующих преобразований можно записать:

$$V_{из}^{IV} = V_{из0}^{IV} \left(\frac{U_0}{U_H} \right)^6; \quad (8)$$

$$V_{из0}^{IV} = \frac{3}{2} \pi r_H^2 \Pi, \quad (9)$$

где $V_{из0}^{IV}$ — объем изоляции, в котором зарегистрировано появление начальных ЧР.

Тип поля на рисунке	$E_{ri}(d, r, a_i)$	$a_i(n_i)$	$V_{из}^i(d, \Pi, a_i, k_H)$
I	$E_{r1} = E_0 \sqrt{\frac{d}{2\pi r}} \sqrt{\frac{a_1}{1+a_1}}$	$n_1 \pi = \frac{1}{2} \left(a_1 - \frac{1}{a_1} \right) + \ln a_1$	$V_{из}^I = \frac{d^2 \Pi}{\pi \cdot 4 k_H^4} \left[\left(\frac{a_1}{1+a_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{1+a_1} \right)^2 \right]$
II	$E_{r2} = E_0 \sqrt[3]{\frac{d}{1,5\pi r}} \sqrt[3]{\frac{a_2}{a_2-1}}$	$a_2 = [(1+n_2) + \sqrt{(1+n_2)^2 - 1}]^2$	$V_{из}^{II} = \frac{d^2 \Pi}{\pi (1,5)^2 k_H^6} \left[\left(\frac{a_2}{a_2-1} \right)^2 + \left(\frac{1}{a_2-1} \right)^2 \right]$
III	$E_{r3} = E_0 \sqrt{\frac{d}{\pi r}} \sqrt{\frac{a_3}{\sqrt{a_3^2-1}}}$	$a_3 = \operatorname{ch} \left(\frac{n_3 \pi}{2} \right)$	$V_{из}^{III} = \frac{d^2 \Pi}{\pi k_H^4} \left(\frac{a_3^2}{a_3^2-1} \right)$
IV	$E_{r4} = E_0 \sqrt{\frac{d}{1,5\pi r}} \frac{1}{\sqrt[3]{a_4}}$	$a_4 = \sqrt{1 - \left[1 / \left(1 + \frac{n_4}{2} \right)^2 \right]}$	$V_{из}^{IV} = \frac{d^2 \Pi}{\pi \cdot 1,5 k_H^6} \frac{1}{a_4^2}$
V	$E_{r5} = E_0 \sqrt[3]{\frac{d}{1,5\pi r}} \sqrt[3]{\frac{a_5-1}{a_5}}$	$a_5 = (1+n_5)^2$	$V_{из}^V = \frac{d^2 \Pi}{\pi (1,5)^2 k_H^6} \left(\frac{a_5-1}{a_5} \right)^2$
VI	$E_{r6} = E_0 \sqrt{\frac{d}{2\pi r}} \sqrt{\frac{2a_6}{1-a_6^2}}$	$a_6 = \sin \left(\frac{n_6 \pi}{2} \right)$	$V_{из}^{VI} = \frac{d^2 \Pi}{\pi k_H^4} \left(\frac{a_6^2}{1-a_6^2} \right)$



Основные типы электрического поля в высоковольтных импульсных конденсаторах: n_i — параметр, характеризующий конфигурацию каждого типа поля; d — расстояние между обкладками разной полярности, равное толщине изоляции

Аналогично (8) для случая обкладки бесконечно малой толщины, например, для поля типа III можно найти

$$V_{из}^{III} = V_{из0}^{III} \left(\frac{U_0}{U_H} \right)^4; \quad (10)$$

$$V_{из0}^{III} = \pi r^2 \Pi. \quad (11)$$

Анализ зависимостей (8) и (10) показывает, что зависимость интенсивности P от напряжения U_0 , когда P зависит от U_0 в степени 4...6, может быть обоснована расчетным путем.

В [3] экспериментально получена зависимость мощности P начальных ЧР от напряжения U_0 , приложенного к обкладкам конденсатора с бумажно-касторовым диэлектриком:

$$P = P_{H0} \left(\frac{U_0}{U_H} \right)^6, \quad (12)$$

где P_{H0} — мощность начальных ЧР, соответствующая началу их появления.

Сравнение расчетных зависимостей (8) и (10) с экспериментальной зависимостью (12) показывает, что наилучшее совпадение экспериментальной и теоретической зависимостей интенсивности ЧР от напряжения достигается в том случае, когда расчетная модель электрического поля конденсатора учитывает влияние на конфигурацию поля обкладки конечной толщины.

Выводы. 1. Известные экспериментальные зависимости интенсивности ЧР от напряжения в степени 4...6 могут быть обоснованы расчетным путем.

2. Для изучения физических процессов, приводящих к возникновению ЧР у острых краев обкладок конденсатора, необходимо пользоваться моделью электрического поля, учитывающей влияние конечной толщины обкладки.

3. Полученные результаты могут быть использованы при создании высоковольтных импульсных конденсаторов с повышенной емкостью, сроком службы и надежностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кучинский Г. С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. — Л.: Энергия, 1979.
2. Титов М. Н., Багалеи Ю. В. Электрическое поле на краю секции импульсного конденсатора с учетом конечного сдвига обкладок. — Изв. вузов. СССР. Энергетика, 1977, № 9.
3. Кучинский Г. С. Зависимость интенсивности начальных ЧР от напряжения. — М.: Энергия, 1967. Тр./ЛПИ, № 276.
4. Титов М. Н. Оптимальный выбор конструкции секции высоковольтного импульсного конденсатора с помощью расчетов электрических полей: Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М.: 1981. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Моск. энергетический ин-т.

[02.10.84]

УДК 621.314.2.001.24

Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором

БЕЛОВ Г. А., ИВАНОВ А. М.

Чебоксары

Преобразователи постоянного напряжения (ППН) на базе тиристорных или транзисторных последовательных резонансных инверторов [1—3 и др.] отличаются от ППН с другими типами инверторов, в первую очередь, меньшими коммутационными потерями в полупроводниковых приборах и низким уровнем высокочастотных помех на входе и выходе преобразователя [4].

Регулирование выходного напряжения резонансных преобразователей осуществляется либо изменением рабочей частоты [5], либо при помощи дополнительного импульсного регулятора постоянного напряжения (ИРН), включенного на входе [4]. Частотное регулирование ухудшает динамические и массообъемные показатели, которые в этом случае определяются минимальной частотой. Оно используется при небольшой глубине регулирования. Применяемый в режиме непрерывного тока способ регулирования за счет изменения интервала между моментом спада до нуля тока одной пары транзисторов, соответствующим отпиранию обратных диодов, и моментом отпирания другой пары транзисторов также сводится к частотному [6]. Применение второго способа регулирования в литературе обосновывается тем, что при питании преобразователя от сети переменного тока через неуправляемый выпрямитель ИРН обеспечивает подавление низкочастотных пульсаций на входе ППН и, как следствие, исключение громоздкого конденсатора, шунтирующего его входные зажимы, уменьшение потерь в диодах входного выпрямителя и улучшение формы тока в питающей сети; ИРН уменьшает пределы изменения напряжения на входе инвертора, снижает возможные перегрузки и облегчает режим работы полупровод-

никовых приборов и трансформатора инвертора, способствуя тем самым уменьшению потерь в инверторе, его массы и объема [4]. Однако наличие LC-фильтра в составе ИРН вносит дополнительную инерционность в процессе регулирования.

При широтном регулировании система управления воздействует непосредственно на площадь импульсов тока в резонансном контуре, которая может достигнуть заданного значения за полпериода $T_H = T/2$. Это позволяет существенно улучшить динамические свойства ППН. В качестве регулирующего элемента, включаемого последовательно [7] или параллельно [8] во входную цепь ППН, в настоящее время целесообразно применять силовые транзисторы [9]. Резонансный инвертор при этом может строиться как на тиристорах, так и на транзисторах.

Основное преимущество ППН, построенных полностью на транзисторах, — более высокие рабочие частоты. Однако тиристоры имеют известные преимущества перед транзисторами, и преимущества возрастают с увеличением мощности преобразователя (большие допустимые токи и напряжения, большая устойчивость к кратковременным перегрузкам, малая мощность и простота схемы управления включением тиристора). Чем больше максимально допустимое напряжение силовых транзисторов $U_{к.э. \max}$, тем больше они уступают по допустимой плотности тока коллектора тиристорам с такой же площадью полупроводниковой структуры, например, при $U_{к.э. \max} = 400 \div 500$ В — в 2 раза [9]. При повышении $U_{к.э. \max}$ ухудшаются также динамические параметры и ключевые свойства транзисторов. Кроме того, продолжается улучшение динамических параметров тири-

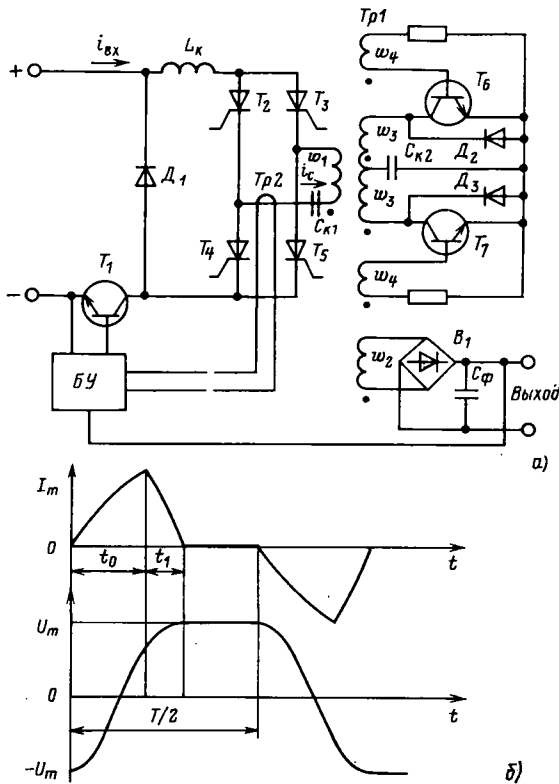


Рис. 1. Схема силовой части преобразователя с широтным регулированием (а) и кривые тока напряжения на коммутирующем конденсаторе C_{K1} (б)

сторов. При мощности более 10 кВт рабочая частота ППН во многих случаях ограничивается не тиристорами, а выходным трансформатором инвертора и конденсаторами существующих типов. В этих случаях целесообразно выполнять резонансный инвертор на транзисторах, поскольку это приводит к увеличению стоимости преобразователя.

В статье рассматриваются характеристики ППН с широтным регулированием (рис. 1, а) в режиме стабилизации выходного напряжения и особенности построения замкнутой системы управления преобразователем. Схема содержит регулирующий транзистор T_1 , обратный диод D_1 , последовательный резонансный инвертор на тиристорах T_2-T_5 с выходным трансформатором $Tr1$, выпрямитель B_1 и транзисторно-диодный коммутатор на транзисторах T_6 и T_7 . Для упрощения схемы коммутатор выполнен по схеме с нулевым выводом, а базы транзисторов T_6-T_7 присоединены к дополнительным обмоткам w_4 трансформатора $Tr1$ [10]. Регулирующий транзистор открывается на первом интервале процесса формирования импульса тока на выходе инвертора, в то время как регулирующий тиристор в преобразователях, описанных в [11], открывается на втором интервале этого процесса.

При отпирании регулирующего транзистора T_1 и тиристоров T_2, T_5 в цепи резонансного контура $L_K C_{K1}$ начинается формирование импульса тока i_C (рис. 1, б), отпираются два диода выпрямителя B_1 . Основной коммутирующий конденсатор C_{K1} в установившемся режиме перезаряжается, начиная с напряжения $u_C = -U_m$, а конденсатор фильтра C_F подзаряжается. После отпирания тиристоры T_2, T_5 открывается также диод D_2 коммутатора, и происходит подзаряд дополнительного коммутирующего конденсатора C_{K2} . В конце интервала t_0 транзистор T_1 закрывается, и ток i_C начинает проходить через D_1 . При переходе кривой тока i_C через нуль ранее открытые тиристоры и диоды силовой части закрываются, в первичной w_1 и вторичной w_2 обмотках трансформатора начинается бестоковая пауза.

Ток намагничивания трансформатора, который до этого «втекал» в начало обмотки w_1 во время паузы будет проходить по дополнительной обмотке w_3 и открытому транзистору T_6 . Поэтому во время паузы на всех обмотках трансформатора поддерживаются напряжения, имеющие прежний знак и определяемые напряжением на конденсаторе C_{K2} , которое примерно равно $U_n w_3 / w_2$. Суммарное обратное напряжение на выключаю-

щихся тиристорах T_2, T_5 во время паузы находится по формуле

$$u_{обр} = U_m + u_{w1} - u_{вх.н},$$

где $u_{w1} \approx U_n = U_n w_1 / w_2$ — напряжение на обмотке w_1 ; $u_{вх.н}$ — часть напряжения питания E , прикладываемая ко входу инвертора (т. е. к диоду D_1) и зависящая от активных сопротивлений и емкостей закрытых транзистора T_1 , диода D_1 , тиристоры инвертора и параметров шунтирующих полупроводниковые приборы RC -цепей.

Как и в нерегулируемом ППН [2], значение $u_{обр}$ оказывается примерно на $2U_n$ больше, чем в преобразователе без транзисторно-диодного коммутатора. Таким образом, коммутатор обеспечивает надежную коммутацию тиристоры T_2-T_5 при малых амплитудах напряжения U_m на коммутирующем конденсаторе C_{K1} и позволяет уменьшить массу и объем конденсатора и всего преобразователя.

При одинаковых рабочих частотах ППН с тиристорным резонансным инвертором и транзисторно-диодным коммутатором не уступает преобразователю с транзисторным инвертором по массообъемным и энергетическим показателям. Введение регулирующего транзистора незначительно усложняет схему ППН, поскольку расчетная мощность этого транзистора примерно в 4 раза меньше расчетной мощности транзисторов инвертора.

Слаботочная цепь транзисторно-диодного коммутатора не оказывает существенного влияния на процесс формирования силового тока i_C в резонансном контуре $L_K C_{K1}$. Считая внутреннее сопротивление источника входного напряжения равным нулю, транзисторы, тиристоры и диоды идеальными ключами, пренебрегая пульсациями выходного напряжения U_n , нелинейностью трансформатора, током намагничивания, для интервала t_0 , на котором открыт транзистор T_1 , можно получить следующие выражения [7]:

$$i_C = \frac{E + U_m - U_n'}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t; \quad (1)$$

$$u_C = E - U_n' - (E + U_m - U_n') e^{-\alpha t} \times \left(\cos \omega_0 t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right), \quad (2)$$

где

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_K} - \alpha^2};$$

$$\alpha = \frac{r}{2L};$$

$L = L_K + L_{S1} + L'_{S2}$ — суммарная индуктивность резонансного контура; L_{S1} и L_{S2} — индуктивность рассеяния первичной обмотки и приведенная к первичной обмотке индуктивность рассеяния вторичной обмотки; C_K — емкость конденсатора C_{K1} ; r — активное сопротивление контура, равное сумме активных сопротивлений обмоток реактора и трансформатора, дифференциальных сопротивлений открытых транзистора T_1 , двух тиристоры и приведенных к первичной обмотке дифференциальных сопротивлений двух диодов выпрямителя B_1 (время отсчитывается от начала рассматриваемого интервала).

Для интервала t_1 , на котором транзистор T_1 закрыт, и ток i_C замыкается через диод D_1 , справедливы выражения

$$i_C = e^{-\alpha t} \left(I_0 \cos \omega_0 t - \frac{U_n' + U_0 + r I_0 / 2}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \right); \quad (3)$$

$$u_C = -U_n' + e^{-\alpha t} \left[(U_n' + U_0) \left(\cos \omega_0 t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) + (I_0 / \omega_0 C_K) \sin \omega_0 t \right], \quad (4)$$

где I_0 и U_0 — начальные значения тока i_C и напряжения u_C для интервала t_1 , определяемые подстановкой $t = t_0$ в выражения (1) и (2).

Учитывая, что в конце интервала t_1 ток i_C переходит через нуль, а напряжение u_C в установившемся режиме достигает ампли-

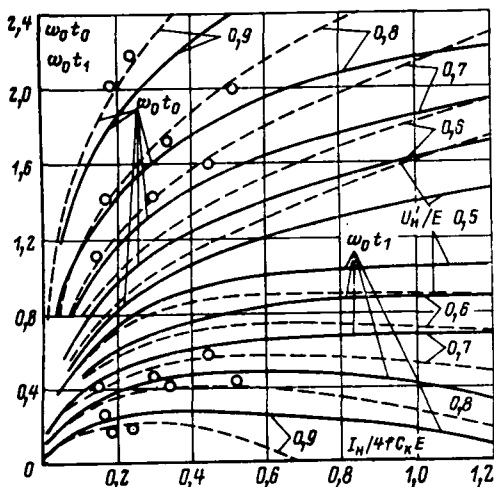


Рис. 2. Расчетные кривые для определения длительностей интервалов t_0 и t_1 при заданных значениях $U'_н/E$ и добротностях $Q = \omega_0/2\alpha = 10$ (—) и $Q = 5$ (---); экспериментальные точки — для $Q \approx 6,7$

тудного значения U_m , можно получить соотношения

$$U_m = E \left[\frac{e^{-2\alpha t_1} \sigma(t_0) + \sigma(t_1)}{2\sigma(t_0 + t_1)} - 0,5 \right]; \quad (5)$$

$$U'_н = E \left[\frac{e^{-2\alpha t_0} \sigma(t_0) - \sigma(t_1)}{2\sigma(t_0 + t_1)} + 0,5 \right], \quad (6)$$

где $\sigma(t) = e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t$.

Справедливы также следующие соотношения:

$$I_{вх} = 2f C_K (E + U_m - U'_н) [1 - x(t_0)]; \quad (7)$$

$$I'_н = 2f C_K \{ (E + U_m - U'_н) [1 - x(t_0 + t_1)] - E [1 - x(t_1)] \}; \quad (8)$$

$$U_m = I'_н / 4f C_K, \quad (9)$$

где $x(t) = e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_0 t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right)$; f — рабочая частота инвертора.

При определении к.п.д. преобразователя необходимо обратить внимание на то, что в выражениях (1)–(9) с помощью сопротивления r учтена лишь часть потерь мощности в элементах преобразователя ΔP_1 , зависящих от тока нагрузки I_n . Другая составляющая потеря, зависящих от тока I_n ,

$$\Delta P_2 = \gamma_T U_{пор \Sigma} I'_н,$$

где $U_{пор \Sigma}$ — сумма пороговых напряжений двух тиристорных инвертора и приведенных к первичной обмотке пороговых напряжений открытых диодов выпрямителя B_1 ;

$$\gamma_T = (t_0 + t_1) / T_{пн}.$$

Кроме того имеются потери мощности ΔP_3 , практически не зависящие от тока нагрузки (потери в сердечнике трансформатора, в RC -цепях, шунтирующих тиристоры и транзистор T_1 , в элементах транзисторно-диодного коммутатора), и динамические потери в полупроводниковых приборах ΔP_4 . Поскольку тиристоры T_2 – T_5 и диоды выпрямителя B_1 включаются и выключаются при малых токах (вследствие плавного изменения тока в резонансном контуре), то динамические потери в них сравнительно малы. Также малы потери при включении транзистора T_1 . Основную роль в ΔP_4 играют динамические потери в транзисторе T_1 и диоде D_1 при выключении T_1 . Таким образом, к.п.д. преобразователя определяется по формуле

$$\eta = \left[\frac{1}{\eta_1} + \frac{\gamma_T U_{пор \Sigma}}{U'_н} + \frac{\Delta P_3}{P_n} + \frac{\Delta P_4}{P_n} \right]^{-1}, \quad (10)$$

где η_1 — значение к. п. д. при учете только потерь ΔP_1 , которые на практике при токах нагрузки, близких к номинальному, намного больше остальных составляющих потерь;

$$\eta_1 = \frac{I'_н U'_н}{I_{вх} E}. \quad (11)$$

Выражение (11) учитывает только составляющую ΔP_1 общих потерь в том случае, когда величины $U'_н$ и $I'_н$, входящие в него, определяются по ранее полученным формулам.

Расчет характеристик ППН в режиме стабилизации выходного напряжения ($U_n = \text{const}$), представленных на рис. 2 и 3, производится на ЭВМ следующим образом. При фиксированных значениях $U'_н/E$ и $\omega_0 t_0$ уравнение (6) решается относительно $\omega_0 t_1$, затем из (5) находится $U_m/E = I'_н / 4f C_K E$, из (7) — значение $I_{вх} / 4f C_K E$ из равенства $I_d = I_{вх} - I'_н$ определяется среднее значение тока обратного диода D_1 , из (11) — значение η_1 . Амплитудное значение I_m тока I_C при $\omega_0 t_0 \leq \arctg(\omega_0/\alpha)$ равно I_0 и определяется подстановкой $\omega_0 t = \omega_0 t_0$ в выражение (1), а при $\omega_0 t_0 > \arctg(\omega_0/\alpha)$ — подстановкой $\omega_0 t = \arctg(\omega_0/\alpha)$. Амплитуда тока регулирующего транзистора равна I_m , а среднее значение — $I_{вх}$. На рис. 3 приведен ввод коэффициента $A = 1/4f \omega_0 L C_K \approx \omega_0/4f$.

Расчетные характеристики на рис. 3 показывают, что для обеспечения высокого к.п.д. преобразователь с широтным регулированием целесообразно применять при ограниченном снизу диапазоне изменения отношения $U'_н/E$ и ограниченном сверху отношении $I'_н/4f C_K E$. Эти требования на практике выполняются при использовании рассматриваемого преобразователя в качестве стабилизатора постоянного напряжения, когда значение U_n регулируется в небольших пределах и изменение U_n/E зависит от нестабильности входного напряжения E .

При разработке экспериментального преобразователя было проведено исследование нескольких вариантов построения системы управления транзистором T_1 . Система с широтно-импульсной модуляцией 2-го рода (ШИМ-2) и обратной связью по выходному напряжению имеет небольшой коэффициент усиления, соответствующий границе устойчивости, и не позволяет получить высокую стабильность выходного напряжения. Значительно эффективнее оказалась система управления, основанная на принципе подчиненного регулирования. На рис. 4, а представлена схема блока управления, реализующего этот принцип [12]. Внутренний контур осуществляет регулирование среднего значения тока i_C за полпериода. Сигнал, пропорциональный току i_C , снимается с трансформатора тока $Tr2$ (рис. 1, а). На выходе интегратора, реализованного на операционном усилителе A_1

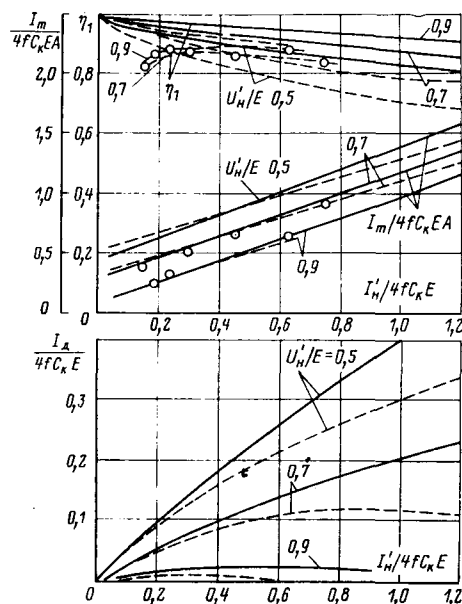


Рис. 3. Расчетные кривые для определения к. п. д. η_1 , амплитудного значения I_m тока i_C и среднего значения I_d тока обратного диода D_1 для $Q = 10$ (—) и $Q = 5$ (---), экспериментальные точки — для $Q \approx 6,7$ (экспериментально определен к. п. д. η с учетом всех потерь)

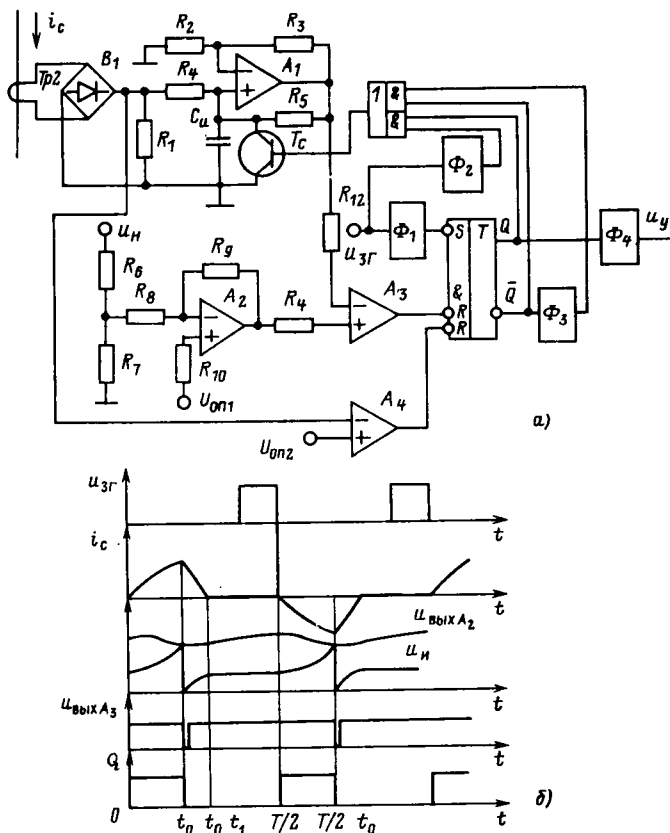


Рис. 4. Схема блока управления экспериментального преобразователя (а) и осциллограммы напряжений (б)

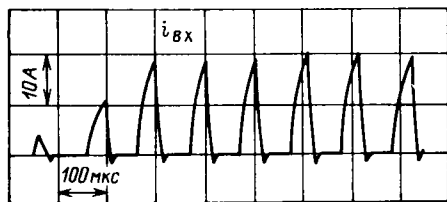


Рис. 5. Осциллограмма тока $i_{вх}$ в переходном процессе при набросе тока нагрузки от $0,1 I_H$ до $I_H = 10$ А, $E = 300$ В, $U_H = 110$ В

по схеме с заземленным конденсатором C_H , при выполнении условий $R_3/R_2 = R_5/R_4$ и $t_{3n} < t < t_{3n+1}$, получается сигнал

$$u_H = \frac{K_H}{C_H} \int_{t_{3n}}^t |i_C| dt,$$

где $t_{3n} = nT_H + t_{0n}$ — момент записывания регулирующего транзистора T_1 ; $n = 0, 1, 2, \dots$; t_{0n} — длительность открытого состояния транзистора T_1 на n -м полупериоде; $K_H = \frac{R_1(1 + R_5/R_4)}{K_{TT} R_4}$;

$K_{TT} = \omega_{2Tr2}/\omega_{1Tr2}$ — коэффициент передачи трансформатора $Tr2$. Задающий сигнал контура регулирования тока, снимаемый с выхода усилителя A_2 , пропорционален разности опорного напряжения $U_{оп1}$ и части выходного напряжения преобразователя $K_D u_H$ (K_D — коэффициент передачи делителя R_6/R_7).

Импульсы управления u_y , содержащие отпирающую и запирающую части, подаются на транзистор T_1 с формирователя Φ_4 , подсоединенного к прямому выходу RS -триггера. Возможны два существенно различных режима работы блока управления. В режиме малых возмущений отпирающая часть импульсов u_y начинается в моменты спада импульсов задающего генератора $u_{3г}$, а запирающая часть — в моменты t_{3n} , удовлетворяющие уравнению

$$\frac{K_H}{C_H} \int_{t_{3n-1}}^{t_{3n}} |i_C| dt = K_Y [U_{оп1} - K_D u_H(t_{3n})], \quad (12)$$

где $K_Y = R_9/R_8$.

В моменты спада импульсов $u_{3г}$ на выходе формирователя Φ_1 появляются короткие импульсы, устанавливающие RS -триггер в единичное состояние ($Q = 1$) и вызывающие отпирание транзистора T_1 . В момент t_{3n} на выходе компаратора A_3 появляется короткий импульс, переводящий RS -триггер в нулевое состояние ($Q = 0$) и вызывающий запирающее T_1 , а на выходе формирователя Φ_3 — короткий положительный импульс, который, пройдя через элемент И-ИЛИ, откроет транзистор сброса T_C . Левая часть (12) складывается из интегралов тока $|i_C|$ на интервалах t_{1n-1} ($n-1$)-го импульса и t_{0n} n -го импульса, поэтому значение интеграла в (12) лишь в установившемся режиме точно равно площади одного импульса $|i_C|$.

В режиме больших возмущений возможны случаи, когда сигнал u_H в течение одного или нескольких полупериодов не успевает возрасти до значения $K_Y(U_{оп1} - K_D u_H)$ и RS -триггер остается в единичном состоянии. В этих случаях транзистор T_1 остается открытым в течение всего импульса i_C , сброс интегратора осуществляется импульсом на выходе формирователя Φ_2 , который появляется в момент фронта импульса $u_{3г}$ и проходит через элемент И-ИЛИ на вход транзистора T_C . Таким образом происходит принудительная синхронизация моментов сброса. Благодаря этому в начале следующего полупериода, совпадающего с моментом спада импульса $u_{3г}$, обеспечиваются нулевые начальные условия интегратора и система подготовлена к контролю площади следующего импульса $|i_C|$. При отсутствии указанной синхронизации большие возмущения, например, пуск преобразователя, вызывают в замкнутой системе колебания с недопустимо большой амплитудой.

Когда амплитуда I_m импульсов $|i_C|$ превышает заданное значение, пропорциональное $U_{оп2}$ на выходе операционного усилителя A_4 появляется импульс, переводящий триггер в нулевое состояние, что обеспечивает выключение T_1 и ограничение амплитуды тока.

Для установившегося режима, когда $t_{3n} - t_{3n-1} = T/2$, из уравнения (12) получаем

$$u_H(t_{3n}) = \frac{1}{K_D} \left(U_{оп1} - \frac{K_H I_H}{2K_Y f C_H} \right). \quad (13)$$

Чем меньше пульсации выходного напряжения, тем ближе значение $u_H(t_{3n})$ к среднему значению U_H , и согласно (13) по отношению к изменениям входного напряжения E система приближается к астатической. Изменения тока нагрузки I_H всегда вызывают неустойчивость U_H , которая характеризуется выходным сопротивлением преобразователя

$$R_{вых} = - \frac{dU_H}{dI_H} \approx \frac{K_H K_{Tr1}}{2K_D K_Y f C_H}, \quad (14)$$

где $K_{Tr1} = \omega_2/\omega_1$.

Экспериментально был исследован ППН мощностью 1 кВт. В качестве транзистора T_1 был использован транзистор типа ТК335-32. Инвертор выполнен на тиристорах типа ТЧ25. Трансформатор изготовлен на двух сердечниках с размерами $70 \times 50 \times 20$ мм, материал сердечника — пермоллой 34Н КМП, толщина ленты 0,05 мм; $\omega_1 = 140$, $\omega_2 = 70$, $\omega_3 = 13$, $\omega_4 = 3$. Суммарная индуктивность резонансного контура $L = 350$ мкГн, $C_K = 1,22$ мкФ. Коммутатор выполнен на транзисторах типа КТ809А и диодах типа КД212А, емкость конденсатора $C_{H2} = 20$ мкФ. Емкость фильтра $C_F = 340$ мкФ. Рабочая частота $f = 5$ кГц, входное напряжение $E = 300$ В, выходное напряжение $U_H = 110$ В.

Параметры блока управления: $K_H = 0,005$, $C_H = 0,2$ мкФ, $K_Y = 100$, $K_D = 0,0667$. Масса преобразователя 5 кг, габариты $510 \times 200 \times 110$ мм. При номинальном токе $I_H = 10$ А к.п.д. преобразователя $\eta = 87\%$. Неустойчивость выходного напряжения при изменении входного напряжения от 200 до 300 В не превышает 0,1 В, а при изменении тока нагрузки от 1 до 10 А — 2 В, что соответствует значению выходного сопротивления $R_{вых} \approx 0,2$ Ом (расчетное значение = 0,187 Ом). Из осциллограммы на рис. 5 видно, что переходный процесс практически заканчивается за пять-шесть полупериодов.

Экспериментальные исследования подтверждают правильность формул (13), (14), возможность получения высокой стабильности выходного напряжения и высокого качества переход-

ных процессов в системе. С помощью регулирующего транзистора можно обеспечить быстродействующее ограничение тока инвертора, в том числе и при срыве коммутации тиристорных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булатов О. Г., Царенко А. И. Преобразовательность постоянного напряжения на базе последовательного инвертора. — В кн.: Регуляторы и стабилизаторы тока. — Киев: Наукова думка, 1977, с. 121—128.
2. Белов Г. А. Анализ преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором. — Электричество, 1979, № 1, с. 39—45.
3. А. с. № 547941 (СССР). Преобразователь постоянного напряжения/Г. А. Белов. — Опул. в Б. И., 1977, № 7.
4. Mamon M., Hiramatsu R., Harada K., Sakamoto H. A resonant converter with PWM control. — INTELEC'81: Third international telecommunications energy conference. — New York, 1981.
5. Липатов В. С., Болдырев С. Н., Разгонов В. Т. Преобразователь постоянного напряжения. — Электротехника, 1977, № 2, с. 28—30.
6. Schwarz F. C., Klaassens I. A. 95 percent efficient 1 kW DC converter with an internal frequency of 50 kHz. — PESC'77 Record: IEEE power electronics specialists conference. — New York, 1977.

7. Белов Г. А. Широтное регулирование в преобразователе постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором. — Изв. вузов. Электромеханика, 1982, № 8, с. 975—980.

8. Белов Г. А. Расчет характеристик преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором и включенным параллельно входу регулирующим транзистором. — Техническая электродинамика. — Киев, 1984, № 1, с. 49—55.

9. Дерменжи П. Г. Силовые транзисторы — новый элемент преобразовательной техники. — Электротехника, 1982, № 3, с. 2—5.

10. А. с. № 635576 (СССР). Преобразователь постоянного напряжения в постоянное/Г. А. Белов, А. М. Иванов. — Опул. в Б. И., 1978, № 44.

11. Кулик В. Д. Способы и устройства широтного регулирования напряжения резонансных тиристорных инверторов. — Электричество, 1975, № 9, с. 57—60.

12. А. с. № 1030945 (СССР). Устройство для управления преобразователем постоянного напряжения, включающем резонансный тиристорный инвертор с транзисторным ключом на входе/Г. А. Белов, А. М. Иванов — Опул. в Б. И., 1983, № 27.

[30.10.84]

УДК 621.314.263:621.314.572

Непосредственные преобразователи частоты модуляционного типа на принципе выделения боковой полосы

ФРИДМАН П. М.

Куйбышев

Известный в радиотехнике [1] принцип выделения одной боковой полосы посредством многофазной модуляции в настоящее время широко используется для построения непосредственных преобразователей частоты и преобразователей постоянного напряжения в переменное с квазиоднополосной модуляцией (КОМ) [2 и 3]. Идея этого принципа выделения однополосного сигнала заключается в том, что при суммировании промодулированных составляющих всех фаз оказываются подавленными несущая частота и одна из боковых полос. При этом каждая фаза m -фазной системы несущей частоты модулируется одной и той же фазой m -фазной системы модулирующей частоты. В результате выделяется низшая боковая полоса (частота).

Предлагаемый для применения в преобразовательной технике принцип выделения одной (низшей) боковой полосы заключается в том, что в отличие от известного принципа модуляцию следует осуществлять в обратной последовательности путем изменения порядка чередования фаз в одной из систем на встречный [так, если нулевую фазу несущей частоты модулируют нулевой же фазой модулирующей частоты, то первую фазу несущей частоты модулируют $(m-1)$ -й фазой модулирующей частоты, вторую — $(m-2)$ -й и т. д. до $(m-1)$ -й фазы, которую модулируют первой фазой модулирующей частоты (рис. 1)]. Тогда при соединении источников полученных промодулированных напряжений в «звезду», между любыми ее концами будет отсутствовать верхняя боковая полоса.

В радиотехнике предлагаемый принцип оказывается в явном проигрыше перед известным, так как не обеспечивает подавление несущей частоты. Применение же предлагаемого принципа для построения преобразователей, в которых уже после модуляции отсутствует несущая частота, не только не приведет к проявлению указанного недостатка, но и позволит:

а) существенно упростить их структуру и, следовательно, повысить надежность за счет уменьшения общего количества модуляторов в m раз (так трехфазный вариант преобразователя будет содержать вместо девяти только три модулятора) и исключения операции геометрического суммирования промодулированных напряжений (в общем контуре);

б) повысить к. п. д. путем исключения операции суммирования напряжений, так как при реализации суммирования с помощью трансформаторов появляются дополнительные, рассеиваемые на них потери мощности, а когда суммирование реализуют последовательным соединением выходов модуляторов, потери мощности возрастают из-за того, что ток нагрузки последовательно проходит через ключевые элементы m модуляторов;

в) улучшить массо-габаритные показатели преобразователей за счет сокращения количества модуляторов и особенно за счет

исключения операции суммирования напряжений, если ее реализуют с помощью трансформаторов, имеющих, как известно, значительные массу и габариты (особенно при работе на низких и инфранизких частотах).

Так как в преобразователях модулирующие напряжения, а в преобразователях постоянного напряжения в переменное и напряжения несущей частоты имеют лишь квазисинусоидальную форму, то предлагаемый принцип обеспечит модуляцию с квазиодной боковой полосой (МКОБП). Разработанный на основе данного принципа способ формирования m -фазной системы квазисинусоидальных напряжений [4] позволяет строить как непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), так и преобразователи постоянного напряжения в переменное (ППНП) с перечисленными выше достоинствами.

Алгоритм формирования k -й фазы m -фазной системы выходных напряжений преобразователей с МКОБП имеет вид:

$$u_{\text{вых}k} = u_i \psi_j, \quad i, j, k = 0, m-1, \quad (1)$$

где u и ψ — силовое и модулирующее напряжения, причем для определенности принято, что несущая частота ω_1 меньше модулирующей ω_2 ; i и j определяются по формулам [4]:

для четных k (включая $k=0$)

$$i = \frac{2m-k}{2}; \quad j = k/2; \quad (2a)$$

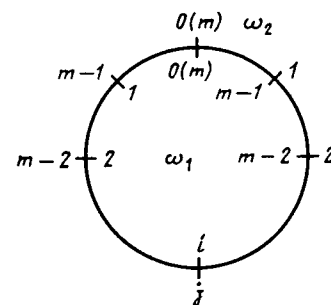


Рис. 1. Схематическая иллюстрация порядка модуляции

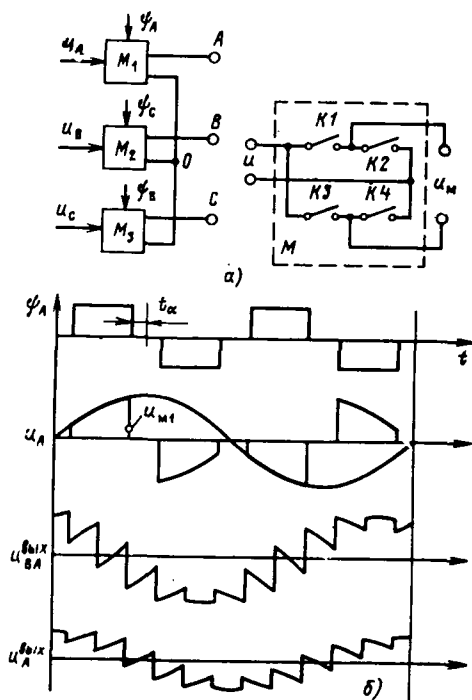


Рис. 2. Силовая часть трехфазного варианта НПЧ с МКОБП (а) и временные диаграммы, поясняющие принцип формирования $u_{\text{вых}}$ (б)

$$\text{для нечетных } k \\ i = \frac{m-k}{2}; \quad j = \frac{m+k}{2}. \quad (26)$$

При этом частота первой гармоники $u_{\text{вых}}$

$$\omega_3 = |\omega_2 - \omega_1|.$$

В [4] также показано, то для четных m выходная система напряжений вырождается в $m/2$ -фазную.

Особенности построения непосредственных преобразователей частоты с МКОБП рассмотрим для случая, когда $m=3$. Силовая часть такого НПЧ содержит только модуляторы (их количество $m=3$), выполненные, например, по однофазной мостовой схеме на ключах с двухсторонней проводимостью — ключах переменного тока (рис. 2, а), содержащих в простейшем варианте диодные мосты с транзисторами в диагоналях постоянного тока. Эта схема модулятора позволяет реализовать одну из простейших форм (приближение к синусоиде) модулирующего напряжения — прямоугольную с паузой регулируемой длительности 2α (рис. 2, б). Такой формы модулирующее воздействие получится, если стойки с ключами $K1, K2$ и $K3, K4$ управлять сигналами прямоугольной формы со взаимным фазовым сдвигом 2α . Выходы модуляторов соединены по схеме «звезда», причем фазу с нулевым (условно) потенциалом (точка 0) на выход преобразователя не подают. В результате линейные напряжения и фазные напряжения в нагрузке имеют идентичный между собой и улучшенный по сравнению с выходным напряжением модуляторов гармонический состав за счет отсутствия ряда синфазных гармоник. Дальнейшее улучшение качества $u_{\text{вых}}$ рассматриваемого НПЧ возможно, если использовать более сложные законы ШИМ, АИМ и АШИМ для лучшего приближения формы модулирующего напряжения к синусоиде [2], однако это сопряжено, естественно, с ухудшением остальных показателей качества преобразователя. Поэтому ограничимся получением и анализом спектрального состава $u_{\text{вых}}$ при прямоугольной форме модулирующего воздействия.

Согласно методу коммутационных функций разложим предварительно напряжения ψ в ряд Фурье. Тогда m -фазные системы напряжений u и ψ получают следующий вид:

$$u_i = u_a \sin \left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{m} i \right); \quad (3)$$

$$\psi_j = \frac{4}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\cos l\alpha}{l} \sin l \left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{m} j \right), \quad (4)$$

где с целью упрощения записи принято, что начальные углы отсчета функций u_0 и ψ_0 равны нулю; u_a — амплитуда входных напряжений силовой системы; $l = 1, 3, 5, \dots, \infty$ — ряд нечетных чисел.

Выходные напряжения модуляторов согласно алгоритму (1) с учетом (2) примут вид:

$$u_{mk} = \frac{2}{\pi} u_a \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\cos l\alpha}{l} \left\{ \cos \left[(l\omega_2 - \omega_1) t - \frac{\pi}{m} k (l+1) \right] - \cos \left[(l\omega_2 + \omega_1) t - \frac{\pi}{m} k (l-1) \right] \right\}, \quad (5)$$

причем вид (5) справедлив как для четных, так и для нечетных k .

Выходная система линейных напряжений

$$u_{k+1, k} = u_{mk} - u_{m(k+1)} = -\frac{4}{\pi} u_a \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\cos l\alpha}{l} \times \\ \times \left\{ \sin \frac{\pi}{2m} (l+1) \sin \left[(l\omega_2 - \omega_1) t - \frac{\pi}{2m} (2k+1)(l+1) \right] - \sin \frac{\pi}{2m} (l-1) \sin \left[(l\omega_2 + \omega_1) t - \frac{\pi}{2m} (2k+1)(l-1) \right] \right\}, \quad (6)$$

как видно, уже не содержит гармонику $\omega_2 + \omega_1$ и ряд синфазных гармоник (5).

Как видно из рис. 3, коэффициент гармоник выходного напряжения НПЧ с МКОБП, рассчитанный с помощью ЦВМ для ряда m как функция относительной амплитуды первой гармоники $u_I/u_{I\max}$ по формуле

$$K_r = \frac{\sqrt{\sum_{l=3}^{\infty} \left(\frac{\cos l\alpha}{l} \right)^2 \left[\sin^2 \frac{\pi(l+1)}{2m} + \sin^2 \frac{\pi(l-1)}{2m} \right]}}{\cos \alpha \sin \frac{\pi}{m}}, \quad (7)$$

для которой

$$\left. \begin{aligned} u_I &= \frac{4}{\pi} u_a \cos \alpha \sin \frac{\pi}{m}; \\ u_{I\max} &= \frac{4}{\pi} u_a \sin \frac{\pi}{m}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

имеет наилучшее значение при $m=3$, несколько уступает коэффициенту гармоник $u_{\text{вых}}$ НПЧ с КОМ (особенно с увеличением m), но тем не менее значительно превосходит коэффициент $u_{\text{вых}}$ НПЧ с однофазной модуляцией (K_r напряжения u_m). Особенно это характерно для диапазона отношений $u_I/u_{I\max}$ от 0,8 до 0,98. Причем у последних двух структур НПЧ в отличие от НПЧ с МКОБП фазные и линейные выходные напряжения имеют идентичный гармонический состав.

Можно строить НПЧ с МКОБП и с частотой выходного напряжения, равной сумме несущей и модулирующей частот, т. е. выделять высшую боковую полосу. В этом случае алгоритм формирования k -й фазы m -фазной системы $u_{\text{вых}}$ станет следующим:

$$u_{\text{вых}k} = u_i \psi_i,$$

где i определяется по формуле:

$$i = \begin{cases} \frac{k}{2} - \text{для четных } k \text{ (включая } k=0); \\ \frac{k+m}{2} - \text{для нечетных } k, \end{cases}$$

т. е. каждая фаза несущей частоты модулируется одноименной фазой модулирующей частоты.

Принцип построения преобразователей постоянного напряжения в переменное с МКОБП относит их к классу структур ППНП с промежуточным преобразованием в напряжение высокой частоты. Структуры ППНП с промежуточным высокочастотным преобразованием наиболее полно отвечают следующим

основным требованиям: обеспечение согласования уровней постоянного и переменного напряжений, регулирование в широких пределах или стабилизация выходного переменного напряжения, изменение выходной частоты от значений, близких к нулевым, до заданных при ограничениях по комплексу показателей (массе и габаритам устройств, допустимым искажениям переменного напряжения и тока, к. п. д. и т. д.). Данные требования предъявляют, в частности, к преобразователям, монтируемым на подвижных объектах, на которых они находят все более широкое применение.

Использование промежуточного высокочастотного звена позволяет трансформаторам, реализующим согласование уровней постоянного и выходного переменного напряжений, а также гальваническую их развязку, работать на несущей (высокой) частоте, что обуславливает их малые массы и габариты. Применение же при проектировании преобразователей структур, организованных по принципам КОМ и МКОБП, позволяет, кроме того, существенно снизить массу и габариты выходного фильтра (вплоть до отказа от него вообще), особенно при нагрузке активно-индуктивного характера. Все это способствует увеличению удельной мощности преобразователей.

Структуры с КОМ подробно описаны в [3]. Остановимся здесь на анализе структур ППНП с МКОБП. Преобразователи с МКОБП содержат следующие силовые преобразующие звенья: промежуточные высокочастотные инверторы (ПВИ), которые могут выполняться в однофазном или многофазном вариантах; высокочастотные трансформаторы (ВЧТр), выполняемые также в однофазном или многофазном вариантах, и модуляторы (М), выполняемые, например, по однофазной мостовой схеме на ключах с двухсторонней проводимостью.

Пример построения таких ППНП для случая $m=3$ иллюстрирует рис. 4. Система выходных напряжений формируется по закону (1). Силовое $u_{ПВИ}$ и модулирующее ψ напряжения могут иметь практически любую квазисинусоидальную форму: многоступенчатую, с ШИМ и АИМ по любому закону и т. д. Но для простоты реализации ПВИ и М в данной статье применительно к ППНП рассматривается прямоугольная форма с паузой регулируемой длительности 2α . Выходы модуляторов как и в НПЧ соединены по схеме «звезда», а фаза с нулевым потенциалом (точка 0) на выход не выводится.

Спектральный состав выходного напряжения m -фазного преобразователя получим на основе формулы (1) с использованием метода коммутационных функций. Для этого разложим в ряд Фурье силовые напряжения $u_{ПВИ}$ [напряжения ψ в виде

гармонического ряда раскрывает формула (4), в которой углу α присваивается индекс «2»]:

$$u_{ПВИ} = \frac{4}{\pi} u_{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n \alpha_1}{n} \sin n \left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{m} i \right), \quad (9)$$

где u_{π} — постоянное напряжение источника питания; $n=1, 3, 5, \dots$, ∞ — ряд нечетных чисел.

Тогда выходные напряжения модуляторов согласно алгоритму (1) с учетом (2) примут вид

$$u_{mk} = \frac{8}{\pi^2} u_{\pi} K_T \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n \alpha_1 \cos l \alpha_2}{ln} \left\{ \cos \left[(l\omega_2 - n\omega_1) t - \frac{\pi}{m} k(l+n) \right] - \cos \left[(l\omega_2 + n\omega_1) t - \frac{\pi}{m} k(l-n) \right] \right\}, \quad (10)$$

где K_T — коэффициент трансформации ВЧТр.

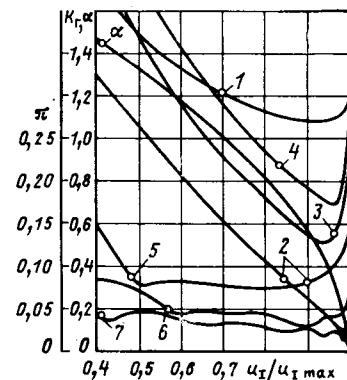


Рис. 3. Зависимости коэффициента гармоник выходного напряжения НПЧ с однофазной модуляцией (1), с МКОБП для $m=3$ (2), $m=5$ (3), $m=7$ (4) и с КОМ для $m=3$ (5), $m=5$ (6), $m=7$ (7) и угла регулирования α от относительной амплитуды первой гармоники ($\alpha = f u_1 / u_{1 \max}$) — функция единая для всех приведенных НПЧ

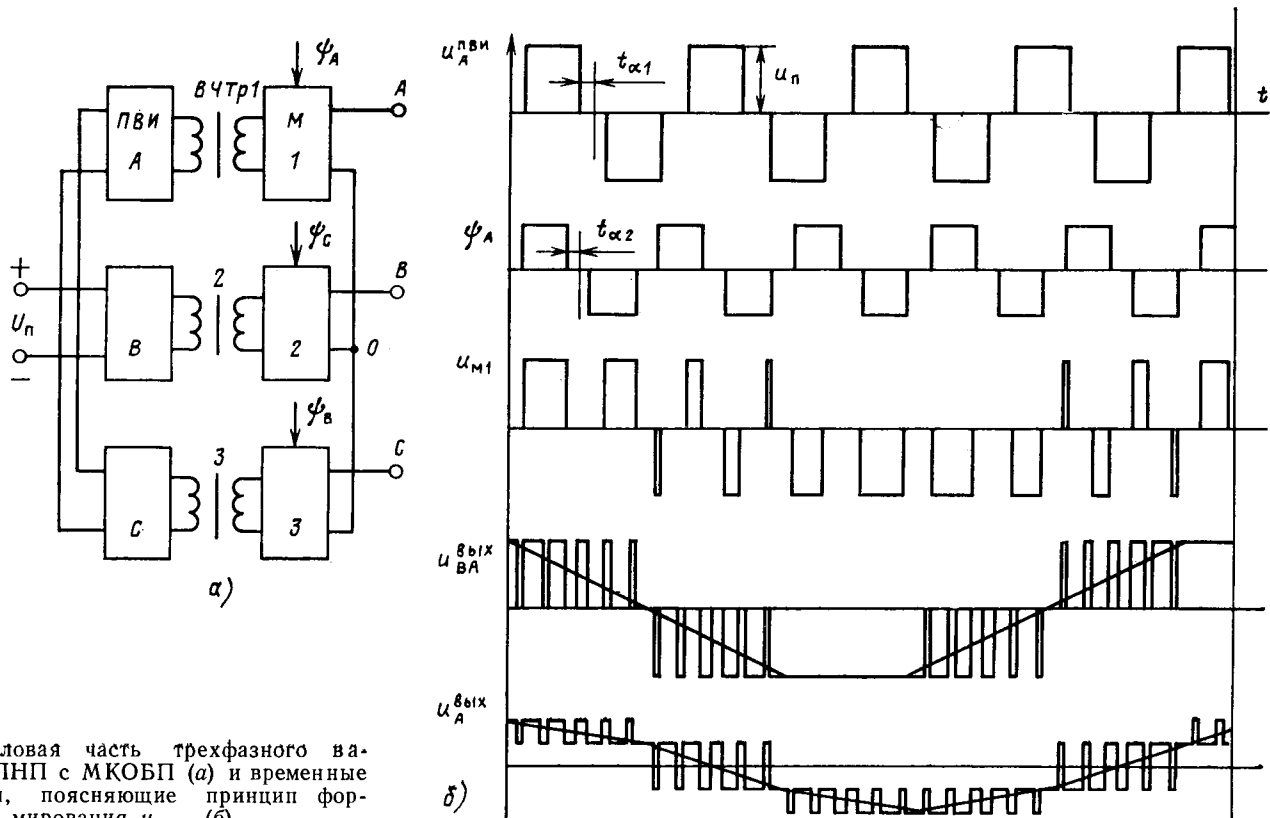


Рис. 4. Силовая часть трехфазного варианта ППНП с МКОБП (а) и временные диаграммы, поясняющие принцип формирования $u_{\text{вых}}$ (б)

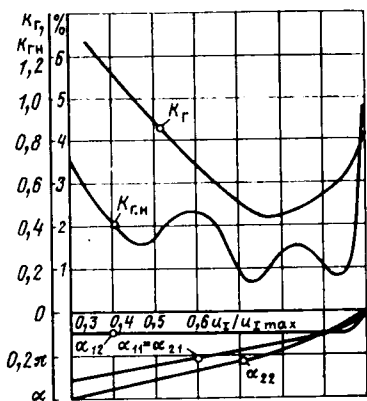


Рис. 5. Оптимальная регулировочная характеристика трехфазного ПНП с МКОБП с учетом (кривые K_r , α_{11} , α_{21}) и без учета высокочастотных гармоник (кривые $K_{r,n}$, α_{12} , α_{22})

Выходная система линейных напряжений

$$u_{k+1, k} = -\frac{16}{\pi^2} u_n K_T \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\alpha_1 \cos l\alpha_2}{ln} \times \\ \times \left\{ \sin \frac{\pi}{2m} (l+n) \sin \left[(l\omega_2 - n\omega_1) t - \frac{\pi}{2m} (2k+1)(l+n) \right] - \right. \\ \left. - \sin \frac{\pi}{2m} (l-n) \sin \left[(l\omega_2 + n\omega_1) t - \frac{\pi}{2m} (2k+1)(l-n) \right] \right\}, \quad (11)$$

как видно, уже не содержит гармонику $\omega_2 + \omega_1$ и ряд синфазных гармоник (10). Выражение для определения коэффициента гармоник выходного напряжения рассматриваемого преобразователя получит вид

$$K_r = \frac{\sqrt{\sum_{l=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\cos n\alpha_1 \cos l\alpha_2}{ln} \right)^2 \left[\sin^2 \frac{\pi}{2m} (l+n) + \right.}}{\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 \sin \frac{\pi}{m} \left. + \sin^2 \frac{\pi}{2m} (l-n) \right] - \left(\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 \sin \frac{\pi}{m} \right)^2} \quad (12)$$

Строго говоря, при расчете коэффициента гармоник выходного напряжения (11) а также (6) следует учесть, что его спектральный состав может содержать гармоники одной частоты, и формула (12) в этом случае окажется неточной. Зависит это обстоятельство от того, рациональным ли числом является отношение ω_1/ω_2 . Можно показать, что только при иррациональных значениях ω_1/ω_2 указанное обстоятельство учитывать не нужно. Но, как показывают расчеты, и для рациональных значений ω_1/ω_2 выражение (12) оказывается практически достоверным.

В результате минимизации выражения (12) с помощью ЦВМ по α_1 и α_2 для текущего значения $u_I/u_{I\max}$ при условии, что

$$\left. \begin{aligned} u_I &= \frac{16}{\pi^2} u_n K_T \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 \sin \frac{\pi}{m}; \\ u_{I\max} &= \frac{16}{\pi^2} u_n K_T \sin \frac{\pi}{m}, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

получена оптимальная регулировочная характеристика преобразователя для наиболее показательного примера — $m=3$ (рис. 5). Зависимости α_{11} и α_{21} от $u_I/u_{I\max}$ позволяют наилуч-

шим образом с точки зрения минимума значения K_r осуществлять регулирование и стабилизацию $u_{\text{вых}}$.

В значении коэффициента гармоник — интегральной оценки качества выходного напряжения — не учитывается характер распределения гармоник по частоте. Ошибка в оценке качества $u_{\text{вых}}$ особенно велика, когда спектр напряжения содержит кроме низких гармоник высокие с амплитудами, соизмеримыми с амплитудами низких гармоник. Такой спектр имеют выходные напряжения преобразователей с промежуточным высокочастотным преобразованием, в частности ПНП с МКОБП. Как правило, устранить высокие гармоники из спектра значительно проще и экономичнее, чем низкие, часто даже и устранять их не требуется, так как нагрузка индуктивного характера практически не пропускает токи высоких частот. Поэтому самостоятельный интерес представляет собой коэффициент низких гармоник $K_{r,n}$, учитывающий только гармоники, кратные первой, на которые и раскладываются ломаные линии рис. 4, б ($u_{\text{вых} \Delta A}$ и $u_{\text{вых} \Lambda}$). Спектральный состав выходного линейного напряжения (11) содержит такие гармоники при $l=n$, и $K_{r,n}$, следовательно, будет определяться по формуле

$$K_{r,n} = \frac{\sqrt{\sum_{l=3}^{\infty} \left(\frac{\cos l\alpha_1 \cos l\alpha_2 \sin \frac{\pi}{m} l}{l^2} \right)^2}}{\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (14)$$

В результате минимизации выражения (14) также по α_1 и α_2 для текущего значения $u_I/u_{I\max}$ при условии (13) можно получить оптимальную регулировочную характеристику преобразователя без учета высокочастотных гармоник. На рис. 5 приведена такая характеристика для $m=3$. Как следует из графиков, в достаточно широком диапазоне изменения выходного напряжения от 0,37 до 0,98 $u_{I\max}$ значение $K_{r,n}$ не превышает 2,5%, а K_r остается в пределах 0,6 в диапазоне изменения отношения $u_I/u_{I\max}$ от 0,65 до 0,93.

В преобразователях с МКОБП так же, как и в преобразователях с КОМ, легко осуществляется, например, для реверса двигателей бесконтактное изменение порядка чередования фаз $u_{\text{вых}}$ при переходе из области $\omega_1/\omega_2 < 1$ в область $\omega_1/\omega_2 > 1$ и наоборот.

Приведенные достоинства позволяют считать рассмотренный тип преобразователей перспективным в качестве вторичного источника электропитания для применения в частотно-управляемом электроприводе самого различного назначения, особенно в автономных системах электроснабжения для преобразования постоянного или многофазного (особенно трехфазного) напряжения одной (стабильной или изменяющейся) частоты в многофазное регулируемое или стабилизированное по величине напряжение другой (регулируемой или стабилизированной) частоты, когда требуется повышенное качество выходного напряжения при ограничениях по к. п. д. и массо-габаритным показателям системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Штейн Б. Б., Черняк Н. А. Однополосная модуляция с помощью фазовых схем. — М.: Связьиздат, 1959, — с. 164.
2. Мыцык Г. С., Сенько В. И., Скобченко В. М. Построение, анализ и возможности применения преобразователей частоты с квазидвухполосной модуляцией. — В кн.: Автоматизация управления организационными и техническими системами. — Томск: изд. Томского государственного ун-та, 1979, с. 175—183.
3. Мыцык Г. С., Чесноков А. В. Инверторы с квазидвухполосной модуляцией для частотно-управляемого электропривода. — ЭП. Преобразовательная техника, 1981, вып. 9 (137), с. 14—18.
4. А. с. № 1121770 (СССР). Способ формирования m -фазной системы квазисинусоидальных напряжений/П. М. Фридман. Опубл. в Б. И., 1984, № 40.

[11.05.85]

Оптимальная по быстродействию логическая система позиционирования

КУХАРЕНКО Н. В., канд. техн. наук

Северо-Западный заочный политехнический институт

Известно, что наличие ограничений фазовых координат объекта приводит к усложнению оптимального по быстродействию закона управления объектом. Линия переключения знака управления в этом случае становится негладкой, что существенно затрудняет ее аппроксимацию и физическую реализацию. Видимо, этими обстоятельствами объясняется тот факт, что, несмотря на большое внимание, уделяемое указанным задачам оптимизации, и значительные теоретические достижения [1—3], вопросы их практической реализации затрагиваются в технической литературе заметно реже.

В данной статье излагается метод синтеза логического алгоритма оптимального управления, для реализации которого необходимо воспроизведение лишь гладкого участка линии переключения. Для конкретности метод изложен применительно к широко распространенным объектам (такими объектами являются, например, позиционные электроприводы [4]), но может быть использован и для других типов объектов.

Постановка и решение оптимальной задачи. Заданы уравнения состояния объекта:

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{T_1} x_2, \quad \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{T_2} x_2 + \frac{k}{T_2} u \quad (1)$$

с ограниченными фазовой координатой и управлением

$$-x'_{2m} \leq x_2 \leq x_{2m}, \quad |u| \leq u_m. \quad (2)$$

Требуется синтезировать замкнутую систему управления, обеспечивающую наибо́льший перевод объекта из любого начального состояния $(x_{10}, x_{20} \in [-x'_{2m}, x_{2m}])$ в заданное установившееся конечное состояние $(x_{1k} = \text{const}, x_{2k} = 0)$.

Если, используя общепринятые обозначения, принять $T_1=1$, $T_2=T_m$, $k=k_d$, $x_1=\theta$, $x_2=\omega$, $u=u_d$, то уравнения (1) будут адекватны уравнениям движения электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением и безынерционной цепью якоря (или уравнениям двухфазного асинхронного электродвигателя с полым ротором) [5]. В этом случае задача трактуется как задача оптимального позиционирования привода, т. е. поворота вала двигателя на заданный угол θ_k и его останова в этом заданном положении.

Соответствующее [1] уравнение фазовых траекторий, проходящих через произвольную точку (x_{10}, x_{20}) фазовой плоскости, имеет вид

$$x_1 = x_{10} - [x_2 - x_{20} + ku \ln |(ku - x_2)/(ku - x_{20})|] T_2/T_1.$$

Отсюда, вводя для удобства дальнейшего синтеза начальную, текущую и конечную ошибки

$$e_{10} = x_{1k} - x_{10}; \quad e_1 = x_{1k} - x_1; \quad e_{1k} = x_{1k} - x_{1k} = 0, \quad (3)$$

получаем:

при $u = +u_m$

$$e_1 = e_{10} + [x_2 - x_{20} + ku_m \ln |(ku_m - x_2)/(ku_m - x_{20})|] T_2/T_1; \quad (4a)$$

при $u = -u_m$

$$e_1 = e_{10} + [x_2 - x_{20} - ku_m \ln |(ku_m + x_2)/(ku_m + x_{20})|] T_2/T_1. \quad (4b)$$

Соответствующие (4) фазовые траектории объекта показаны на рис. 1, причем сплошные участки траекторий удовлетворяют условиям (2), а выделенная жирно ломаная кривая QMA_kNL есть линия переключения знака управления¹. На прямолинейных участках QM и LN этой линии $x_2 = x_{2m} = \text{const}$ и $x_2 = -x'_{2m} = \text{const}$, поэтому согласно (1) управление на этих участках должно быть соответственно равно: $u = x_{2m}/k, u = -x'_{2m}/k$.

Криволинейные участки MA_k и NA_k линии переключения согласно [4] описываются соответственно выражениями:

$$e_1 = (x_2 - ku_m \ln |1 + x_2/ku_m|) T_2/T_1, \quad 0 \leq x_2 \leq x_{2m}; \quad (5)$$

$$e_1 = (x_2 + ku_m \ln |1 - x_2/ku_m|) T_2/T_1, \quad -x'_{2m} \leq x_2 \leq 0,$$

¹ Поскольку переменные e_1 и x_1 входят в (3) с противоположными знаками, то фазовый портрет рис. 1 является зеркальным отображением относительно оси Ox_2 фазового портрета, построенного в исходных координатах x_1, x_2 [3].

объединяя которые, получаем единое выражение для всего участка MA_kN :

$$e_1 = \{x_2/ku_m - [\ln(1 + |x_2/ku_m|)] \text{sign } x_2\} ku_m T_2/T_1. \quad (6)$$

Введя обозначения

$$k_1 = ku_m T_2/T_1; \quad k_2 = 1/ku_m; \quad \tilde{x}_2 = k_2 x_2; \quad (7)$$

$$F(\tilde{x}_2) = [\ln(1 + |\tilde{x}_2|)] \text{sign } \tilde{x}_2, \quad (8)$$

запишем (6) в форме

$$e_1 = k_1 [\tilde{x}_2 - F(\tilde{x}_2)] = k_1 \Phi(\tilde{x}_2). \quad (9)$$

Функции $F(\tilde{x}_2)$ и $\Phi(\tilde{x}_2)$ не зависят явно от параметров объекта, поэтому будем называть их нормированными функциями. Используя (5) и (9), в соответствии с рис. 1 запишем алгоритм управления для различных участков оптимальных траекторий движения объекта из начальных точек A_0, A'_0 в конечную точку A_k :

а) в точке A_0 $u = +u_m$, $e_1 > k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} = x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 = 0$, $x_2 < 0$;

б) на интервале $(A_0 A_1)$ $u = +u_m$, $e_1 > k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 < 0$;

в) в точке A_1 $u = +u_m$, $e_1 > k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 = 0$;

г) на интервале $(A_1 A_2)$ $u = +u_m$, $e_1 > k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 > 0$;

д) на полуотрезке $[A_2 M)$ $u = x_{2m}/k$, $e_1 > k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 = x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 = 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 > 0$;

е) в точке M $u = -u_m$, $e_1 = k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 = x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 = 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 > 0$;

ж) на интервале (MA_k) $u = -u_m$, $e_1 = k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 > 0$;

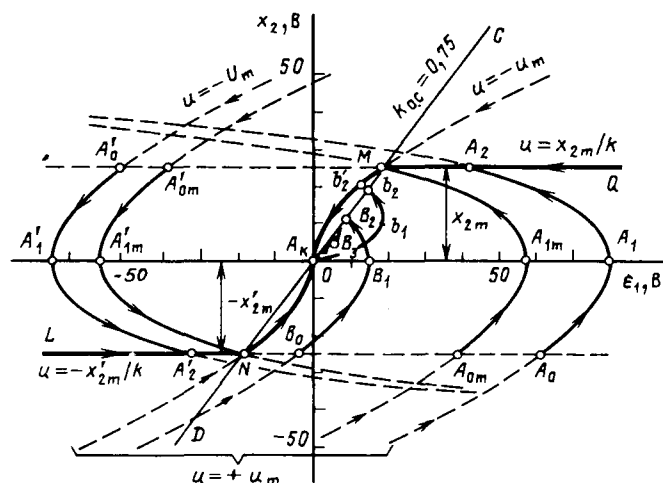


Рис. 1. Фазовые траектории объекта (1), (2) при $k=2$; $T_1=1,5$; $T_2=6$; $|x'_{2m}|=x_{2m}=25$; $u_m=25$

Участок траектории	u	μ	η_1	η_2	x_2	μ		η_1		η_2		x_2	
						Φ_1	Φ_2	α_1	α_2	β_1	β_2	γ_1	γ_2
A_0 (A_0A_1) A_1 (A_1A_2) N (NA_k)	u_1	+	+	0	—	1	0	1	0	0	0	0	1
		+	+	—	—	1	0	1	0	0	1	0	1
		+	+	—	0	1	0	1	0	0	1	0	0
		+	+	—	+	1	0	1	0	0	1	1	0
		0	+	0	—	0	0	1	0	0	0	0	1
		0	+	—	—	0	0	1	0	0	1	0	1
A'_0 ($A'_0A'_1$) A'_1 ($A'_1A'_2$) M (MA_k)	u_2	—	0	—	+	0	1	0	0	0	1	1	0
		—	+	—	+	0	1	1	0	0	1	1	0
		—	+	—	0	0	1	1	0	0	1	0	0
		—	+	—	—	0	1	1	0	0	1	0	1
		0	0	—	+	0	0	0	0	0	1	1	0
		0	+	—	+	0	0	1	0	0	1	1	0
$[A_2M)$	u_3	+	0	—	+	1	0	0	0	0	1	1	0
$[A'_2N)$	u_4	—	+	0	—	0	1	1	0	0	0	0	1
A_k	u_0	0	+	—	0	0	0	1	0	0	1	0	0

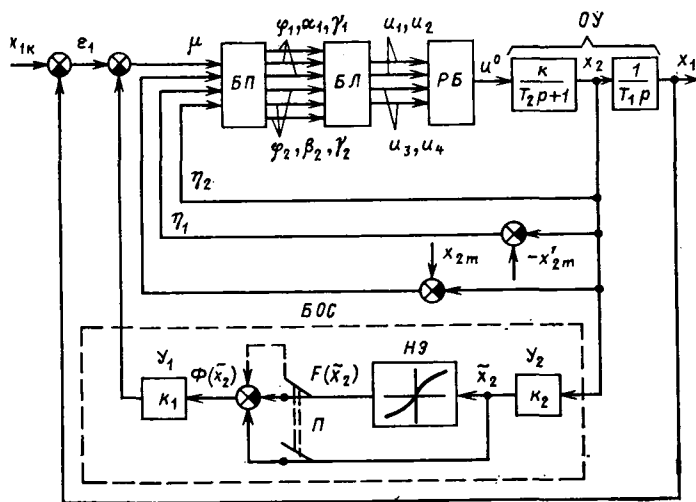


Рис. 2. Структурно-функциональная схема оптимальной системы

з) в точке A_k $u = 0$, $\varepsilon_1 = k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 = 0$;

и) в точке A'_0 $u = -u_m$, $\varepsilon_1 < k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 = x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 = 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 > 0$;

к) на интервале $(A'_0A'_1)$ $u = -u_m$, $\varepsilon_1 < k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 > 0$;

л) в точке A'_1 $u = -u_m$, $\varepsilon_1 < k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$, $-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 = 0$;

м) на интервале $(A'_1A'_2)$ $u = -u_m$, $\varepsilon_1 < k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$,

$-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 < 0$;

н) на полуотрезке $[A'_2N)$ $u = -x'_{2m}/k$, $\varepsilon_1 < k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$,

$-x'_{2m} = x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 = 0$, $x_2 < 0$;

о) в точке N $u = +u_m$, $\varepsilon_1 = k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$,

$-x'_{2m} = x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 = 0$, $x_2 < 0$;

п) на интервале (NA_k) $u = +u_m$, $\varepsilon_1 = k_1 \Phi(\tilde{x}_2)$,

$-x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow x_{2m} - x_2 > 0$, $-x'_{2m} - x_2 < 0$, $x_2 < 0$.

Обозначим:

$$u_1 = u_m, u_2 = -u_m, u_3 = x_{2m}/k, u_4 = -x'_{2m}/k, u_0 = 0; \quad (10)$$

$$\mu = \varepsilon_1 - k_1 \Phi(\tilde{x}_2) = \varepsilon_1 - k_1 [x_2 - F(\tilde{x}_2)], \eta_1 = x_{2m} - x_2, \eta_2 = -x'_{2m} - x_2. \quad (11)$$

Тогда, группируя $\{(a-r), o, p\}$, $\{(n-m), e, ж\}$ и обозначая знаками «+», «-», «0» положительные, отрицательные и нулевые значения переменных μ , η_1 , η_2 , x_2 , представим приведенный выше алгоритм управления в виде левой части таблицы (колонки 1—6).

Для непосредственной реализации такого алгоритма требуются трехзначные логические элементы [6 и 7]. Для реализации алгоритма на широко распространенных элементах двоичной логики нужно иметь только два уровня переменных «1» и «0». Поэтому каждую непрерывную переменную μ , η_1 , η_2 , x_2 заменим двумя двухуровневыми переменными, как это показано в правой части таблицы (колонки 7—14). При этом положительным, отрицательным и нулевым значениям непрерывных переменных поставим в соответствие следующие комбинации сигналов двоичной логики:

$$«+» \Leftrightarrow 10; «-» \Leftrightarrow 01; «0» \Leftrightarrow 00. \quad (12)$$

Колонки 10, 11 таблицы состоят из одинаковых логических символов, поэтому эти колонки можно исключить из дальнейшего рассмотрения. В остальных колонках правой части таблицы жирным шрифтом выделены такие комбинации двоичных логических сигналов, каждая из которых, во-первых, соответствует только какому-либо одному уровню управления (т. е. является отличительным признаком этого уровня) и, во-вторых,

содержит минимально необходимое число (только два) логических символов. Этим выделенным комбинациям соответствуют следующие логические функции:

$$u_1 = (\varphi_1 \wedge \alpha_1) \vee (\varphi_2 \wedge \gamma_2) = \overline{(\varphi_1 \wedge \alpha_1)} \wedge \overline{(\varphi_2 \wedge \gamma_2)} = \overline{A_1} \wedge \overline{A_2}; \quad (13)$$

$$u_2 = (\varphi_2 \wedge \beta_2) \vee (\varphi_1 \wedge \gamma_1) = \overline{(\varphi_2 \wedge \beta_2)} \wedge \overline{(\varphi_1 \wedge \gamma_1)} = \overline{B_2} \wedge \overline{B_1}; \quad (14)$$

$$u_3 = \varphi_1 \wedge \overline{\alpha_1}; \quad (15)$$

$$u_4 = \varphi_2 \wedge \overline{\beta_2}. \quad (16)$$

Так как логическая комбинация, соответствующая управлению $u_0 = 0$, не совпадает ни с одной из комбинаций, соответствующих другим уровням управления, то можно записать

$$u_0 = \overline{u_1} \wedge \overline{u_2} \wedge \overline{u_3} \wedge \overline{u_4}. \quad (17)$$

Используя теперь обозначения (10), представим искомый алгоритм оптимального управления в виде

$$u^0 = \begin{cases} +u_m, & \text{если } u_1 = 1; \\ -u_m, & \text{если } u_2 = 1; \\ +x_{2m}/k, & \text{если } u_3 = 1; \\ -x_{2m}/k, & \text{если } u_4 = 1; \\ 0, & \text{если } u_1 = u_2 = u_3 = u_4 = 0 \end{cases} \quad (18)$$

или при использовании инверсных сигналов

$$u^0 = \begin{cases} +u_m, & \text{если } \overline{u_1} = 0; \\ -u_m, & \text{если } \overline{u_2} = 0; \\ +x_{2m}/k, & \text{если } \overline{u_3} = 0; \\ -x_{2m}/k, & \text{если } \overline{u_4} = 0; \\ 0, & \text{если } \overline{u_1} = \overline{u_2} = \overline{u_3} = \overline{u_4} = 1. \end{cases} \quad (19)$$

Структурная и техническая реализация оптимального алгоритма. Структурно-функциональная схема замкнутой системы управления, соответствующая выражениям (1)–(3), (7) (11)–(19), показана на рис. 2. Рассмотрим основные функциональные блоки этой системы.

Блок преобразователей БП состоит из четырех преобразователей, каждый из которых преобразует один непрерывный входной сигнал в дискретные выходные сигналы двоичной логики в соответствии с соотношениями (12). Структурная и принципиальная схемы одного из таких преобразователей показаны на рис. 3. Преобразователь состоит из одного инвертора И и двух нелинейных элементов НЭ1, НЭ2 с одинаковыми несимметричными релейными статическими характеристиками, зона насыщения которых равна уровню логической единицы. Резисторы $R1, R2$ и диоды $V1–V4$ служат для защиты операционных усилителей $A1, A2$ от входных напряжений, превышающих напряжение питания, а элементы $D1.1–D1.4$ — для улучшения формы выходного дискретного сигнала.

Принципиальные схемы блока логики БЛ и релейного блока РБ, реализующих функции (13)–(17) и алгоритм управления (19), показаны на рис. 4. Блок обратной связи БОС содержит нелинейный элемент НЭ и два линейных усилителя Y_1, Y_2 ; НЭ предназначен для воспроизведения нормированной логарифмической функции $F(\tilde{x}_2)$ [см. выражение (8)]. Линейно-кусочная аппроксимация такой функции может быть реализована с помощью диодно-резисторных схем [8]. Усилители Y_1, Y_2 служат для настройки системы. При изменении параметров k, T_1, T_2 объекта коэффициенты передачи k_1, k_2 усилителей следует перенастроить в соответствии с их выражениями (7).

Синтез квазиоптимальной системы. Рассмотрим теперь наиболее часто встречающийся в практике случай, когда ограничения фазовой координаты симметричны ($|-x'_{2m}| = |x'_{2m}|$).

В этом случае вместо криволинейного участка MA_k линии переключения (рис. 1) можно использовать прямую линию CD , проходящую через те же точки M, A_k, N . Коэффициент наклона этой линии равен отношению координат точки M (или N) и с учетом (6) определяется выражением

$$k_{0.c} = (\varepsilon_1)_{x_{2m}} = \{1 - [\ln(1 + |x_{2m}/ku_m|)]\} ku_m/x_{2m} \} T_2/T_1, \quad (20)$$

а уравнение линии имеет вид

$$\varepsilon_1 = k_{0.c} x_2. \quad (21)$$

Используя (21) вместо (9), подобно (11) получаем

$$\mu = \varepsilon_1 - k_{0.c} x_2. \quad (22)$$

Тогда очевидно, что в данном случае в качестве БОС (рис. 2) можно использовать только один линейный усилитель с коэффициентом передачи $k_{0.c}$, который в соответствии с (20) следует перенастраивать не только при изменении параметров объекта, но и при изменении уровня ограничения его фазовой координаты.

Исследуем характер движения рассматриваемой системы с линейным БОС при условии, что ее начальное состояние определяется точкой B_0 (рис. 1). Используя (22), нетрудно убедиться, что условия движения на участке $[B_0 B_1 B_2]$ аналогичны приведенным ранее условиям для участка $[A_0 A_1 A_2]$, поэтому согласно таблице на этом участке $u = +u_m$. В точке B_2 имеем:

$$\varepsilon_1 = k_{0.c} x_2, \quad -x'_{2m} < x_2 < x_{2m} \Rightarrow \mu = 0,$$

$$\eta_1 > 0, \quad \eta_2 < 0, \quad x_2 > 0.$$

Эти условия подобны условиям для участка (MA_k) (см. таблицу), поэтому в точке B_2 $u = -u_m$. Аналогично можно установить, что в точке B_3 $u = +u_m$ и т. д. Следовательно, на участке $(B_2, B_3, \dots, A_k)$ будет наблюдаться скользящий режим движения вдоль прямой линии переключения CD , характеризуемый многократной сменой знака управления.

Такой же характер будет иметь движение из любой начальной точки, находящейся между кривыми $(A_{0m} A_{1m} M)$ и $(A'_{0m} A'_{1m} N)$. Движение же из начальных точек, принадлежащих этим кривым или лежащих соответственно правее или левее их, будет осуществляться, как и в системе с нелинейным БОС, только по оптимальным траекториям (например по траектории $A_0 A_1 A_2 MA_k$). Таким образом, система управления (рис. 2) с линейным БОС является оптимальной в «большом» и квазиоптимальной в «малом».

Обобщение полученных результатов и их экспериментальная проверка. Покажем, что разработанная система (рис. 2) сохраняет работоспособность и в режиме слежения, когда на ее вход вместо постоянного сигнала x_{1k} поступает переменный сигнал $x_{вх}(t)$.

Пусть, например, $x_{вх} = at$ и $x_{10} = x_{20} = 0$. Тогда при $t = 0$ на основании (3) $\varepsilon_{10} = x_{вх}(0) = 0$ и, следовательно, начальное состояние объекта определяется началом координат фазовой плоскости (рис. 1), при этом согласно таблице $u^0 = u_0 = 0$. При $t = \Delta t$ имеем $x_{вх} = a\Delta t > 0$, $x_2 = 0$, $x_1 = 0$, тогда согласно (3), (11),

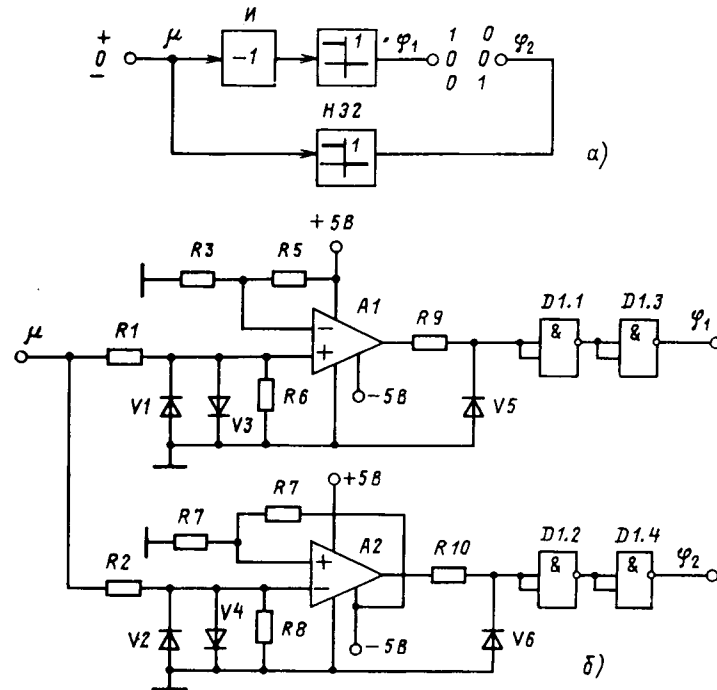


Рис. 3. Структурная (а) и принципиальная (б) схемы преобразователя $A1, A2$ — К140УД1А; $D1.1 \div D1.4$ — К155ЛАЗ; $V1 \div V6$ — Д9; $R1, R2$ — МЛТ-0,25—47 кОм; $R3, R4, R9, R10$ — МЛТ-0,25—510 Ом; $R5$ — МЛТ-0,25—330 кОм; $R6, R8$ — МЛТ-0,25—13 кОм; $R7$ — МЛТ-0,25—150 кОм)

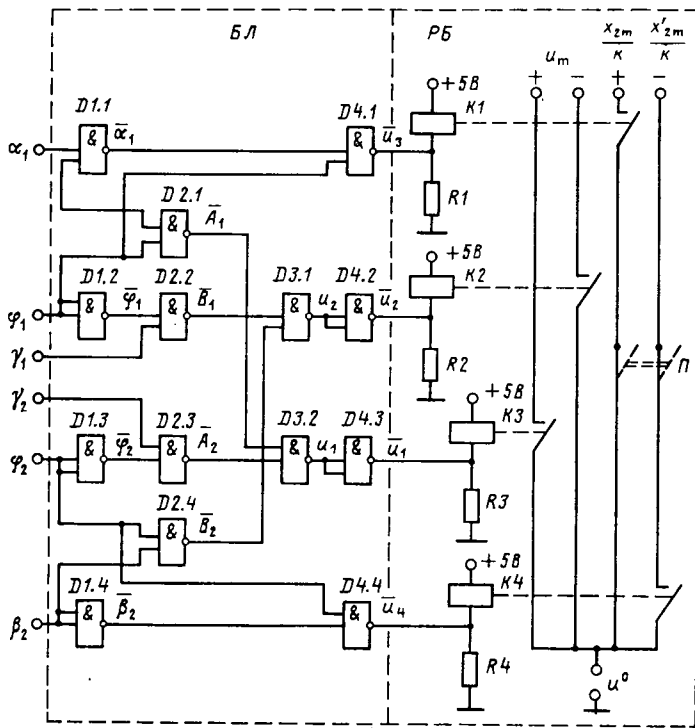


Рис. 4. Принципиальные схемы блока логики и релейного блока ($D1 \div D3$ — К155ЛА3; $D4$ — К155ЛА8; $R1 \div R4$ — МЛТ=0,25–6,2 кОм; $K1 \div K4$ — РЭС=64 А)

(22) $\varepsilon_1(\Delta t) = a\Delta t > 0$, $\mu(\Delta t) = \varepsilon_1(\Delta t) > 0$, $\eta_1 = x_{2m} > 0$, $\eta_2 = -x'_{2m} < 0$; при этом согласно таблице (см. строку для точки A_1) и выражениям (18) имеем $u^0 = u_1 = +u_m$, что соответствует началу разгона объекта по траектории Ob_1b_2 . Нетрудно заметить, что в любой промежуточной точке b_1 этой траектории $\mu > 0$, $\eta_1 > 0$, $\eta_2 < 0$, $x_2 > 0$, т. е. условия движения аналогичны условиям для участка (A_1A_2) — см таблицу. В точке b_2 (или b_2) $\mu = 0$, следовательно, $u^0 = u_2 = -u_m$, т. е. начинается торможение объекта, поэтому его скорость x_2 уменьшится, но тогда согласно (22) снова $\mu > 0$ и $u^0 = +u_m$. Таким образом, в окрестности точки b_2 установится режим непрерывных переключений знака управления u^0 . При этом координаты точки b_2 будут определять установившуюся скорость и установившуюся ошибку слежения. Найдём эти величины.

Так как в установившемся режиме

$$\varepsilon_1 = x_{вх} - x_1 = \text{const} \Rightarrow \frac{d\varepsilon_1}{dt} = \frac{dx_{вх}}{dt} - \frac{dx_1}{dt} = 0,$$

то отсюда для рассматриваемого входного сигнала $x_{вх} = at$, используя (1), находим установившуюся скорость слежения:

$$x_2 = aT_1.$$

Тогда согласно (21) установившаяся ошибка слежения

$$\varepsilon_1 = k_{0.c} T_1 a, \quad (23)$$

т. е. при неизменных параметрах объекта и БОС ошибка прямо пропорциональна скорости отслеживаемого сигнала. Из приведенных выражений очевидно, что режим слежения с установившейся ошибкой возможен лишь при $a \leq a_{\max} = x_{2m}/T_1$. Если же $a > x_{2m}/T_1$, то $d\varepsilon_1/dt > 0$, что означает непрерывный рост ошибки и невозможность слежения.

Теперь покажем, что оптимальная система (рис. 2) с минимальными структурными изменениями может быть применена и для управления объектом типа «двойной интегратор», описываемого уравнениями

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{T_1} x_2, \quad \frac{dx_2}{dt} = \frac{1}{T_2} u. \quad (24)$$

Действительно, соответствующие (24) уравнения фазовых траекторий, проходящих через начало координат фазовой плос-

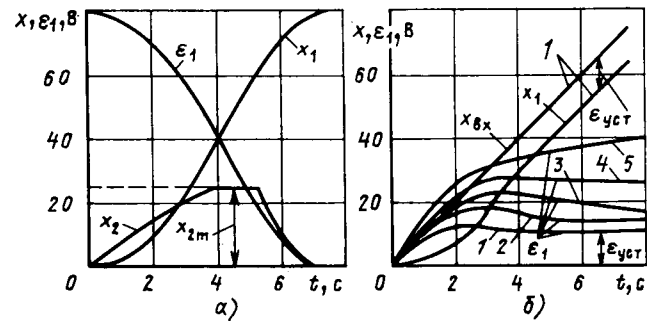


Рис. 5. Осциллограммы переходных процессов в системе с линейным БОС: а — режим позиционирования при $x_{вх} = x_{1к} = 80$ В; б — режимы слежения при $x_{вх} = at$ ($I-a=10$ В, $2-a=13$ В, $3-a=15$ В, $4-a=16$ В, $5-a=18$ В) $x_{2m}/T_1 = 25/1,5 = 16,7$ В)

кости ($\varepsilon_1 = x_{1к} - x_1$, x_2) имеют вид:

при $u = +u_m$

$$\varepsilon_1 = -(u_m T_2 / T_1) x_2^2, \quad -x'_{2m} \leq x_2 \leq 0;$$

при $u = -u_m$

$$\varepsilon_1 = +(u_m T_2 / T_1) x_2^2, \quad 0 \leq x_2 \leq x_{2m}.$$

Отсюда по аналогии с (9) получаем единое уравнение криволинейного участка линии переключения знака управления:

$$\varepsilon_1 = (u_m T_2 / T_1) x_2^2 \operatorname{sign} x_2 = k_1 F(\tilde{x}_2), \quad (25)$$

где подобно (7), (8)

$$k_1 = u_m T_2 / T_1; \quad k_2 = 1; \quad \tilde{x}_2 = k_2 x_2 = x_2;$$

$$F(\tilde{x}_2) = F(x_2) = x_2^2 \operatorname{sign} x_2, \quad (26)$$

и тогда по аналогии с (11)

$$\mu = \varepsilon_1 - k_1 F(\tilde{x}_2). \quad (27)$$

На прямолинейных участках линии переключения, как и ранее, имеем $x_2 = x_{2m} = \text{const}$ и $x_2 = -x'_{2m} = \text{const}$, поэтому согласно (24) на этих участках управление $u = 0$. Это означает, что согласно (10) для трех последних строк таблицы имеем $u_3 = u_4 = u_0 = 0$ и, следовательно, алгоритм управления (19) принимает вид

$$u^0 = \begin{cases} +u_m, & \text{если } \bar{u}_1 = 0; \\ -u_m, & \text{если } \bar{u}_2 = 0; \\ 0, & \text{если } \bar{u}_1 = \bar{u}_2 = 1. \end{cases} \quad (28)$$

Для реализации выражения (27) и алгоритма (28) достаточно в схемах рис. 2 и 4 произвести следующие изменения: статическую характеристику НЭ перестроить в соответствии с нормированной квадратичной функцией (26), а переключатель П установить в указанное пунктиром положение.

Заметим, что в данном случае, как и в предыдущем, при $|-x_{2m}| = |x_{2m}|$ возможна замена нелинейного БОС одним линейным усилителем, коэффициент передачи которого с учетом (25) определяется выражением

$$k_{0.c} = \varepsilon_1(x_{2m})/x_{2m} = x_{2m} u_m T_2 / T_1. \quad (29)$$

Здесь еще раз отметим, что во всех рассмотренных случаях при изменении параметров объектов нет необходимости производить трудоемкую операцию перестройки характеристики НЭ, а достаточно выполнить более простые операции перенастройки линейных усилителей Y_1 , Y_2 .

При экспериментальных исследованиях системы (рис. 2) объект управления ОУ и блок обратной связи БОС моделировались на АВМ, а блоки БП, БЛ, РБ (рис. 3 и 4) были выполнены в виде отдельного макета. Исследования показали полную работоспособность системы и хорошее совпадение ее экспериментальных и расчетных фазовых траекторий для обоих рассмотренных типов объектов как при оптимальном (с нелинейным БОС), так и при квазиоптимальном (с линейным БОС) движениях. Некоторые экспериментальные переходные процессы

показаны на рис. 5. Графики рис. 5, а соответствуют расчетной фазовой траектории $A_1 A_2 M A_k$ рис. 1. На рис. 5, б значения установившихся ошибок слежения $\epsilon_{уст}$ для кривых 1 и 2 соответствуют расчетным значениям, получаемым по формуле (23) при $k_{0.с}=0,75$ и $T_1=1,5$.

В заключение отметим, что блоки БЛ и РБ, выполненные на указанной выше (рис. 4) элементной базе, уже использовались ранее для управления маломощными электроприводами [9] и успешно прошли испытания в составе автоматизированного приборного комплекса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гамкрелидзе Р. В. Оптимальные по быстродействию процессы при ограниченных фазовых координатах. — ДАН СССР, 1959, т. 125, № 3.
2. Лернер А. Я. О предельном быстродействии систем автоматического управления. — Автоматика и телемеханика, 1954, т. XV, № 6.

3. Иванов В. А., Фалдин Н. В. Теория оптимальных систем автоматического управления. — М.: Наука, 1981.
4. Зусман В. Г., Мейстель А. М., Херсонский Ю. И. Автоматизация позиционных электроприводов. — М.: Энергия, 1970.
5. Сиротин А. А. Автоматическое управление электроприводами. — М.: Энергия, 1969.
6. Поспелов Д. А. Логические методы анализа и синтеза схем. — М.: Энергия, 1974.
7. Цифровые многозначные элементы и структуры/Под ред. К. Г. Самофалова. — Киев.: Вища школа, 1974.
8. Справочник по аналоговой вычислительной технике/Под ред. Г. Е. Пухова. — Киев.: Техніка, 1975.
9. Кухаренко Н. В., Кучина В. В. Система логического управления маломощными двухфазными электродвигателями. — Изв. вузов. Приборостроение, 1978, № 7.

[14.05.85]

УДК 621.314.26.016.35.001.24:621.313.333.2

Границы устойчивой работы преобразователя частоты, питающего асинхронный двигатель

КУЧУМОВ В. А., канд. техн. наук

Москва

Структурная схема преобразователя частоты для питания асинхронного двигателя (АД) в значительной мере определяется особенностями АД как объекта автоматического регулирования. Как известно, АД имеет два независимых канала регулирования: по напряжению (или току) и по частоте. Вся преобразуемая двигателем энергия, включая и энергию, расходуемую на создание потока возбуждения, поступает от одного источника.

Рассмотрим преобразователи с автономным инвертором напряжения (АИН). В диапазоне изменения частоты вращения ротора от нуля до номинальной ω_n напряжение выпрямителя 1 (рис. 1) изменяется путем фазового регулирования его тиристоров, т. е. осуществляется так называемое амплитудное регулирование АИН, а в диапазоне изменения частоты ротора от номинальной ω_n до наибольшей $\omega_{нб}$ напряжение на двигателе постоянное и поток в двигателе ослабляется путем, например, поддержания постоянного абсолютного скольжения двигателя. При таком регулировании применяют АИН с однократной коммутацией тока, причем после записания тиристором ток протекает через обратные диоды. Ампер-секундные площадки, соответствующие протеканию тока через обратные диоды АИН, на рис. 1, а заштрихованы. Благодаря наличию обратных диодов питающийся от АИН двигатель может беспрепятственно обмениваться реактивной энергией с конденсатором входного фильтра.

Полный теоретический анализ устойчивости всей системы преобразователь — двигатель с учетом механических переходных процессов является сложным. Поэтому рассмотрим более простую задачу обеспечения электрической устойчивости системы с двигателем, обладающим бесконечно большой инерцией вращающихся масс.

Причиной возникновения неустойчивости могут явиться конденсаторное самовозбуждение и переход АД в генераторный режим. При ненасыщенной машине процесс самовозбуждения является расходящимся и ведет к неограниченному нарастанию токов и напряжений в цепи обмотки статора — конденсатор. Практически же процесс самовозбуждения завершается, как и у коллекторного генератора постоянного тока с последовательным возбуждением, при наступлении равенства напряжений конденсатора и генератора вследствие насыщения последнего. Максимум тормозного момента АД при увеличении емкости подключенных непосредственно к зажимам статора конденсаторов перемещается в область более низких частот вращения ротора. Для многих практических приложений описанный режим недостаточен, поэтому достаточно определить лишь частоты начала ω_a и конца ω_B самовозбуждения. Они могут быть найдены из условия, что при обоих этих частотах ток намагничивания генератора равен нулю.

Более короткий путь, как это было показано в [1], — определение границ устойчивости системы частотными методами теории автоматического регулирования, например, путем построения областей устойчивости (D-разбиением) в плоскости парамет-

ра ν , где ν — приведенная к одной паре полюсов АД угловая частота вращения его ротора $\nu = p_n \Omega$, p_n — число пар полюсов АД и Ω — механическая угловая частота вращения ротора [2].

Как показано на рис. 1, энергия поступает в систему преобразователь — двигатель через выпрямитель, например, однофазный, на выходе которого включен индуктивно-емкостный фильтр $L_d C_d$. Двигатель потребляет энергию от источника питания на основной частоте АИН и может генерировать ее при самовозбуждении на другой более низкой частоте ω . В результате наложения колебаний двух частот возникают низкочастотные автоколебания фазных токов и напряжений, которые могут привести к срыву процесса инвертирования. Воспользуемся известным приемом анализа подобной системы, основанным на замене одного АД двумя имеющими общий вал эквивалентными двигателями, и рассмотрим условия самовозбуждения одного из них.

Для этого составим линеаризованную схему замещения (рис. 2) системы преобразователь — двигатель без учета действующих в реальной схеме рис. 1 токов и напряжений основной рабочей частоты и кратных ей высших гармоник. Благодаря обратным диодам плечи АИН обладают двухсторонней проводимостью. Несмотря на то, что отдельные полупроводниковые приборы обладают нелинейной характеристикой, инвертор напряжения в целом может быть представлен линейным безынерционным звеном. В схеме замещения рис. 2 встречно-включенные полупроводниковые приборы имитируют наличие инвертора 3, но по существу они не влияют на протекание электромагнитных процессов в схеме, если пренебречь пороговым падением напряжения в приборах, а их динамическое сопротивление отнести к величине r_1 активного сопротивления фазной обмотки статора АД с соединительными проводами. При этом согласно методу непрерывной аппроксимации, разработанному в [3], все параметры звена постоянного тока приводятся к одной фазе АД путем деления на коэффициент приведения $\pi^2/6=1,65$, а именно $r=6r_d/\pi^2$, $L=6L_d/\pi^2$ и $C=\pi^2 C_d/6$. Если в схеме замещения рис. 2 принять $L=0$, то получается частный случай опытной установки [4], на которой была экспериментально подтверждена возможность расчета электромагнитных процессов в АИН с использованием эквивалентной схемы с емкостью, подключенной на зажимы асинхронной машины.

С позиций теории автоматического регулирования возможность приведения параметров звена постоянного тока подтверждается по существу известными теоремами А. М. Ляпунова о возможности исследования устойчивости нелинейной системы (в данном случае на рис. 1) по линеаризованной схеме замещения (в данном частном случае на рис. 2).

В схему рис. 2 энергия вводится через отрицательное сопротивление ротора — $r_2' \omega / (\nu - \omega)$. Скольжение ротора в поле генерируемой гармоники с частотой ω является отрицательным, поскольку приведенная частота вращения ротора больше частоты ω тока самовозбуждения [1].

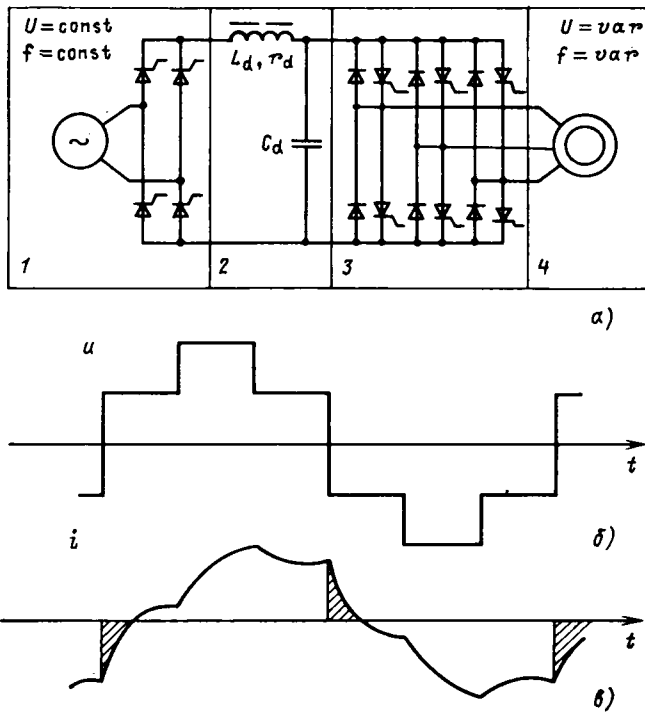


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема преобразователя частоты (а) и формы кривых выходного напряжения при $C_d = \infty$ (б) и выходного тока (б): 1 — источник питания; 2 — звено постоянного тока; 3 — автономный инвертор напряжения; 4 — асинхронный двигатель (устройства искусственного записания тиристоров АИН не показаны)

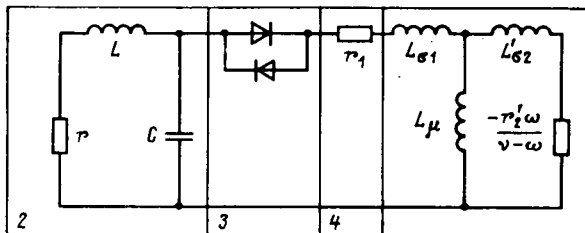


Рис. 2. Линеаризованная схема замещения для анализа самовозбуждения системы преобразователь — двигатель (2—4 — то же, что на рис. 1)

Для анализа условий самовозбуждения составим характеристическое уравнение для схемы замещения рис. 2:

$$\frac{pL + r}{pC(pL + r) + 1} + pL\sigma_1 + r + pL\mu \frac{pL\sigma_2 - r_2'\omega/(v - \omega)}{p(L\sigma_2 + L\mu) - r_2'\omega/(v - \omega)} = 0, \quad (1)$$

где r и L — приведенные к фазе двигателя активное сопротивление и индуктивность звена постоянного тока; C — приведенная к фазе двигателя емкость конденсатора фильтра; $L\sigma_1$ — индуктивность рассеяния фазной обмотки статора; $L\mu$ — индуктивность намагничивания АД; $L\sigma_2$ — приведенная к статору индуктивность рассеяния обмотки ротора; r_2' — приведенное к статору активное сопротивление ротора; ω — угловая частота переменного тока в фазной обмотке (параметры двигателя при анализе полагаем неизменными, а ускорение вращения ротора, как уже отмечалось выше, — равным нулю).

Разрешим уравнение (1) относительно приведенной частоты v вращения ротора и подставим $p = j\omega$:

$$v(j\omega) = \text{Re}(\omega) + j \text{Im}(\omega), \quad (2)$$

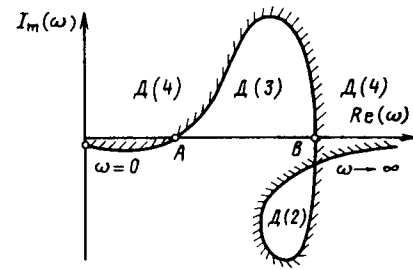


Рис. 3. Границы области электрической устойчивости системы преобразователь — двигатель

$$\text{где } \text{Re}(\omega) = \omega + \frac{r_2'}{L_2} \frac{ad - bc}{c^2 + d^2}; \quad \text{Im}(\omega) = -\frac{r_2'}{L_2} \frac{ac + bd}{c^2 + d^2};$$

$$a = \omega(\omega^2 C L L_1 - C r r_1 - L - L_1);$$

$$b = \omega^2 C (L_1 r + L r_1) - (r + r_1); \quad c = \omega(\omega^2 C L \sigma L_1 - C r r_1 - L - \sigma L_1);$$

$$d = \omega^2 C (\sigma L_1 r + L r_1) - (r + r_1);$$

L_1 — полная индуктивность фазной обмотки статора; L_2 — приведенная к статору полная индуктивность обмотки ротора; $\sigma = 1 - L_\mu^2 / L_1 L_2$ — коэффициент рассеяния обмоток АД.

Задавая частоте ω значения от нуля и выше, построим частотную характеристику схемы рис. 2 в комплексной плоскости v . Граница в данном случае симметрична относительно мнимой оси. Переход в плоскости корней характеристического уравнения (1) через границу D -разбиения соответствует переходу корней в комплексной плоскости через мнимую ось. Если перемещаться в плоскости корней вдоль мнимой оси из нуля, то область, где должны располагаться корни (1) для устойчивости процесса (отсутствие самовозбуждения АД и самораскачивания преобразователя), будет все время находиться слева (рис. 3). Анализ решения уравнения (1), являющегося уравнением четвертого порядка относительно p , показывает, что в области $D(4)$ уравнение (1) имеет четыре корня с отрицательной действительной частью слева от мнимой оси, т. е. схема по рис. 2 является устойчивой. В областях $D(3)$ и $D(2)$ имеются соответственно один и два корня с положительной действительной частью справа от мнимой оси и рассматриваемая схема неустойчива.

Для определения параметров схемы, исключающих самовозбуждение, вместо построения всей границы области устойчивости достаточно найти лишь ее точки пересечения с вещественной осью (точки A и B на рис. 3), т. е. решить уравнение $\text{Im}(\omega) = 0$ или

$$ac + bd = 0 \quad (3)$$

относительно угловой частоты ω генераторного торможения или же относительно какого-либо из интересующих нас параметров схемы замещения L , C , r , L_1 или r_1 .

Если записать (3) в виде, удобном для нахождения граничных значений частоты самовозбуждения ω_A и ω_B , то получим

$$\omega^8 - \omega^4 \left(\frac{r^2}{L^2} + \frac{2}{CL} + \frac{r_1^2}{\sigma L_1^2} + \frac{1 + \sigma}{C \sigma L_1} \right) + \omega^2 \left[\frac{1}{C^2} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_1} \right) \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{\sigma L_1} \right) + \frac{r_1^2}{\sigma L_1^2} \left(\frac{r^2}{L^2} - \frac{2}{CL} \right) - \frac{r^2}{L^2} \frac{1 + \sigma}{C \sigma L_1} \right] + \frac{(r + r_1)^2}{\sigma (C L L_1)} = 0. \quad (4)$$

Это уравнение имеет не более двух положительных вещественных корней ω_A и ω_B . Далее решаем совместно (3) и (2) и получаем

$$v = \omega - \frac{r_2'}{L_2} \frac{b}{c},$$

поэтому по известным значениям ω_A и ω_B можно найти приведенную частоту вращения ротора ν_A и ν_B :

$$\nu = \omega + \frac{r_2}{\omega L_2} \frac{\omega^2 C (r L_1 + r_1 L) - (r + r_1)}{C r r_1 + L + \sigma L_1 (1 - \omega^2 C L)} \quad (5)$$

Частота ν_A соответствует началу конденсаторного торможения или холостому ходу генераторного режима АД и частота ν_B — концу конденсаторного торможения или короткому замыканию генераторного режима.

В диапазоне изменения частоты $\nu_A < \nu < \nu_B$ в схеме рис. 2 имеются условия для самовозбуждения АД и, следовательно, в этом частотном диапазоне преобразователь работает в зоне электрической неустойчивости. Двигатель начинает работать в тормозном режиме, генерируемая энергия выпрямляется обратными диодами и передается в звено постоянного тока, вызывая повышение напряжения на конденсаторе фильтра. Подчеркнем, что трехфазная мостовая схема, состоящая из обратных диодов (рис. 1), беспрепятственно выпрямляет переменный ток любой частоты ω . Как при нормальной (без самовозбуждения) работе, так и при наличии самовозбуждения АД через тиристоры и обратные диоды АИН происходит свободный энергообмен между АД и конденсатором фильтра, что в частности, характеризуется наличием в схеме замещения (рис. 2) встречно-включенных вентилей. При самовозбуждении в переменном токе, проходящем через эти вентили, появляется дополнительная составляющая с частотой ω и наступление неустойчивого режима сопровождается переменной длительностью проводимости обратных диодов.

Из рис. 4 видно, что для обеспечения устойчивой работы преобразователя во всем возможном диапазоне частот вращения ротора $0 < \nu \leq \nu_{нб}$ необходимо, чтобы при прочих равных условиях емкость конденсатора фильтра удовлетворяла условиям $C_d \geq C_{d2}$ или $C_d \leq C_{d1}$.

Индуктивно-емкостный фильтр на входе АИН с однократной коммутацией тока должен удовлетворять следующим условиям:

- 1) сглаживающий реактор должен сглаживать до необходимого уровня пульсации тока, обусловленные работой выпрямителя;
- 2) конденсатор фильтра должен сглаживать до необходимого уровня пульсации напряжения, обусловленные работой инвертора;
- 3) индуктивно-емкостный фильтр не должен создавать условий конденсаторного самовозбуждения АД;
- 4) фильтр должен иметь приемлемые массо-габаритные показатели.

Анализ различных вариантов параметров фильтров для преобразователей однофазного напряжения стабильной частоты 50 Гц в трехфазное напряжение регулируемой в широких (от 0 до 150 Гц) пределах частоты для питания АД мощностью 1 МВт показал, что одновременное выполнение этих четырех условий, как правило, невозможно. Например, для выполнения первых трех условий по расчету потребовался реактор с индуктивностью $L_d = 8 \cdot 10^{-3}$ Гн и массой 0,4 т, а также батарея из 10 тыс. конденсаторов ФЖ-1,6—600 массой 100 т и объемом 100 м³ при отведенной для преобразователя массе 3 т и объеме 3 м³, т. е. четвертое условие здесь не выполняется.

Если же при сохранении величины L_d уменьшить емкость конденсаторов до $C_d < C_{d1} = 0,5 \cdot 10^{-3}$ Ф, то достаточно одного конденсатора ФЖ-1,6-600 и выполняются первое, третье и четвер-

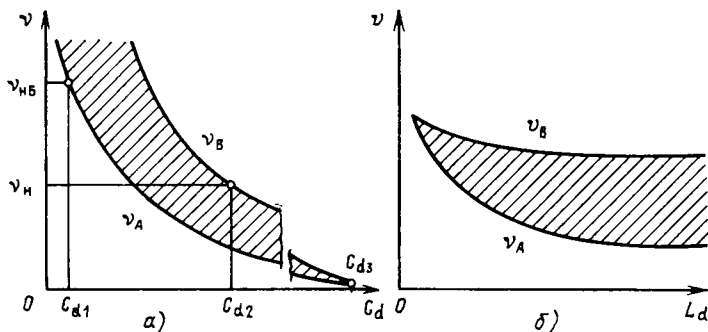


Рис. 4. Зоны электрической неустойчивости при изменении емкости конденсатора фильтра (а) и индуктивности сглаживающего реактора (б)

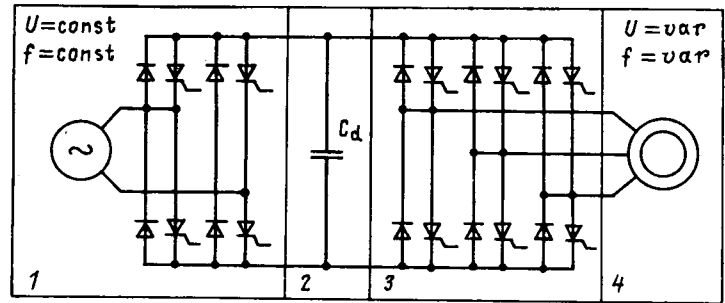


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема преобразователя частоты с безындуктивным звеном постоянного тока: (1—4 — то же, что на рис. 1, устройства искусственного запаривания тиристоров в звеньях 1 и 3 не показаны)

тое условия, но не выполняется второе. Поэтому из-за наличия широкой зоны конденсаторного самовозбуждения двигателей АИН с неконтролируемой формой выходного тока не применяются для мощных электроприводов с широким диапазоном регулирования частоты.

Поскольку автоколебания в схеме рис. 1, а возникают вследствие обмена реактивной энергией между конденсатором фильтра и АД, то эффективным способом их предотвращения является использование в преобразователях частоты АИН с принудительным формированием кривой тока в обмотках АД путем широтно-импульсного регулирования или модуляции (ШИМ). При этом выпрямитель 1 поддерживает стабильное напряжение в звене постоянного тока, выходное напряжение инвертора изменяется путем импульсного регулирования напряжения в инверторе 3 по отклонениям мгновенных значений его выходного тока. Пульсации вращающего момента АД сглаживаются, но стоимость преобразователя и потери энергии в нем существенно увеличиваются.

Емкость конденсатора входного фильтра должна удовлетворять условию $C_d \geq C_{d2}$ (см. рис. 4). Если это условие выполняется, то частота $\nu_{н}$ лежит выше зоны неустойчивости при данных параметрах L_d и C_d фильтра и преобразователь может устойчиво, без автоколебаний, работать как в диапазоне частот вращения ротора от нуля до $\nu_{н}$, внутри которого автоколебания подавляются путем ШИМ, так и при высоких частотах вращения АД и полном напряжении, когда условия для возникновения самовозбуждения отсутствуют. Но условие $C_d \geq C_{d2}$ по массогабаритным ограничениям практически может быть выполнено лишь для АД мощностью порядка 0,5 МВт и менее.

Поэтому импульсное регулирование напряжения в инверторе является необходимой, но в общем случае не всегда достаточной мерой предотвращения самовозбуждения АД, так как оно заканчивается при выходе АД на полное напряжение, т. е. при частоте $\nu_{н}$.

Для АД мощностью порядка 1 МВт, как правило, для исключения автоколебаний оказывается необходимым существенное уменьшение индуктивности, что возможно лишь при переходе к источнику питания в виде импульсного выпрямителя с искусственной коммутацией тока (рис. 5), который позволяет практически безынерционно и с высокой точностью стабилизировать напряжение на конденсаторе фильтра.

На входе выпрямителя принудительно формируется ток с близкой к синусоидальной формой. По существу это однофазный выпрямитель напряжения с ШИМ, схема которого сходна со схемой однофазного мостового инвертора. Вследствие многократной коммутации тока в преобразователе рис. 5 происходят большие потери на холостом ходу, но это наиболее функционально универсальный преобразователь, в котором может быть кардинально решен вопрос электрической устойчивости. Попутно решаются также и другие задачи: увеличение пускового момента АД, уменьшение пульсаций момента, электрическое торможение с возвратом электроэнергии во внешнюю сеть.

Выводы. 1. Взаимодействие конденсатора входного фильтра АИН с АД может при определенных, установленных в данной статье условиях, вызывать автоколебания токов и напряжений из-за самовозбуждения АД.

2. В общем случае имеются зоны устойчивых и зоны неустойчивых выходных частот работы преобразователя частоты, питающего АД. В широком диапазоне частот вращения ротора мощного АД при ограничении емкости фильтра с целью сниже-

ния массо-габаритных показателей не удастся избежать работы АД в режиме конденсаторного самовозбуждения.

3. Эффективным средством борьбы с самовозбуждением АД является регулирование тока в контуре конденсатор — двигатель в АИН, необходимо исключить индуктивность из цепи вынужденного формирования выходного тока синусоидальной формы с заданной частотой.

4. В тех случаях, когда частотная зона самовозбуждения распространяется выше зоны работы импульсного регулирования в АИН, необходимо исключить индуктивность из цепи выпрямленного тока и применить импульсный выпрямитель с искусственной коммутацией тока и стабилизированным выходным напряжением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лабунцов В. А., Ривкин Г. А., Шевченко Г. И. Автономные тиристорные инверторы. — М.— Л.: Энергия, 1967. — 167 с.
2. Айзерман М. А. Лекции по теории автоматического регулирования. 2-е изд. — Физматгиз, 1958. — 520 с.
3. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. — М.: Энергия, 1970. — 149 с.
4. Семенов Н. П. Особенности физического механизма инверторного самовозбуждения асинхронной машины. Полупроводниковая техника в устройствах электрических железных дорог. — Сб. трудов ЛИИЖТ, 1983, с. 23—26.

[14.06.85]

УДК 621.373:621.314.228

Выбор параметров согласующего кабельного трансформатора в цепи емкостного накопителя энергии

ГРИГОРЬЕВ А. В.

Ленинградский политехнический институт

Эффективность использования емкостных накопителей энергии (ЕН) определяется коэффициентом их использования, который при работе на индуктивную нагрузку (наиболее распространенный вариант) пропорционален отношению

$$\eta = \frac{\omega_H}{\omega_0} \approx \frac{L_H}{L_{\Pi} + L_H}, \quad (1)$$

где ω_H , ω_0 — энергия, переданная в нагрузку и запасенная в ЕН; L_{Π} , L_H — собственная (паразитная) индуктивность ЕН и индуктивность нагрузки.

При $L_{\Pi} > L_H$ коэффициент использования незначителен. В этом случае для согласования параметров ЕН с нагрузкой используют понижающий трансформатор с достаточно малой индуктивностью рассеяния [1 и 2].

Включение в разрядную цепь ЕН согласующего трансформатора приводит к увеличению коэффициента использования ЕН, определяемого в этом случае как

$$\eta \approx \frac{L_H}{L_{\Pi}/K^2 + L_H + L_p}, \quad (2)$$

где L_p — индуктивность рассеяния трансформатора; K — коэффициент трансформации, в том случае, если $(L_p + L_{\Pi}/K^2) < L_{\Pi}$. Поэтому существует оптимальное соотношение коэффициента трансформации, индуктивности рассеяния трансформатора (определяемой его параметрами), параметров ЕН и нагрузки.

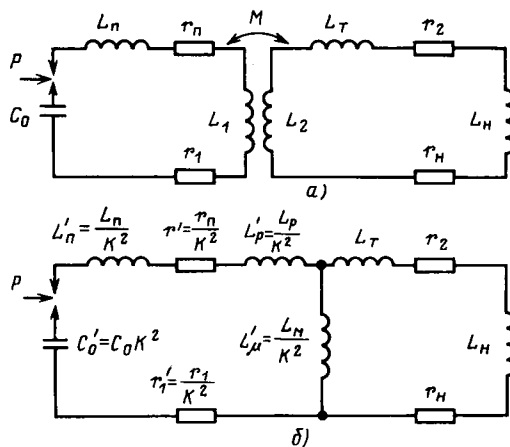


Рис. 1

В настоящей статье задача оптимизации решалась применительно к кабельному трансформатору, индуктивность рассеяния которого определяется индуктивностью кабеля, используемого для его изготовления, и равна $L_p = L'_k \pi D W / n$ [3], где L'_k — погонная индуктивность кабеля; W — число витков трансформатора; D — диаметр спирали; n — число параллельных ветвей (заходов).

Схема ЕН с согласующим трансформатором и эквивалентная схема замещения приведены на рис. 1, а и б, где L_{Π} , r_{Π} — собственная (паразитная) индуктивность и активное сопротивление накопителя; L_1 , L_2 , r_1 , r_2 — индуктивности и активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора; L_H , r_H — индуктивность и активное сопротивление нагрузки; L_T — индуктивность цепей подсоединения нагрузки.

Для кабельного трансформатора со спиральной намоткой выражение для индуктивности намагничивания L_{μ} имеет вид [4]:

$$L_{\mu} = \frac{\mu_0 W^2 D^2 K_{\alpha} + 4lM}{4ln}, \quad (3)$$

где l — длина спирали; $K_{\alpha} < 1$ — коэффициент формы ($\alpha = l/D$); $M = mW^2$ — взаимная индуктивность заходов; m — коэффициент, зависящий от геометрии трансформатора.

Амплитуда тока в нагрузке

$$I_H = \sqrt{\frac{2\omega_0}{\frac{L_{\Pi}}{K^2} + \frac{L'_k \pi D W}{K^2 n} + \frac{L_T + L_H}{1 + \frac{L_T + L_H}{L_{\mu}}}} \frac{\Phi}{1 + \frac{L_T + L_H}{L_{\mu}}}, \quad (4)$$

где $L_{\mu}' = \frac{L_{\mu}}{K^2}$; Φ — коэффициент, характеризующий затухание.

При выполнении условий $L_H \gg L_T$; $L_{\mu}' \gg L_H$; $L_H \gg L_p$; $L_H \gg L_{\Pi}$; $r_H \gg r_n$

$$\Phi = \exp \left(-\frac{K r_{\Pi} \pi}{4 \sqrt{L_H / C_0}} - \frac{\pi^2 D R'_k W}{4 K n \sqrt{L_H / C_0}} \right), \quad (5)$$

где R'_k — суммарное сопротивление жилы и оболочки кабеля, отнесенное к единице его длины.

Принимая для упрощения расчетов $L_{\Pi} \gg L_p$, что всегда можно обеспечить соответствующим выбором количества параллельных заходов n , можно записать выражение для коэффициента

использования накопителя в виде:

$$\eta = \frac{K^2 L_\mu^2 L_n \exp\left(-\frac{\pi K r_n}{2 \sqrt{L_n/c_0}}\right)}{(L_\mu + K^2 L_n)(L_n L_\mu + K^2 L_n L_n + K^2 L_\mu L_n)}. \quad (6)$$

Учитывая, что для кабельного трансформатора $K = W$, выражение (6) с учетом (3) после преобразования можно представить в виде:

$$\eta = \frac{L_n b^2 K^2 \exp(-aK)}{\delta K^2 + \psi}, \quad (7)$$

где $a = \frac{\pi r_n}{\sqrt{L_n/c_0}}$; $\delta = b L_n (b + L_n)$; $\psi = L_n (b + L_n)^2$; $b = L_\mu$.

Анализ выражения (7) показывает, что при фиксированных значениях a , δ , b зависимость $\eta = f(K)$ имеет максимальное значение при $K = K_{\text{опт}}$, причем $K_{\text{опт}}$ определяется из решения кубического уравнения вида

$$K_{\text{опт}}^3 + \frac{\psi}{\delta} K_{\text{опт}} - \frac{2\psi}{a\delta} = 0. \quad (8)$$

Наличие максимального значения η обусловлено неидеальностью трансформатора: при $K < K_{\text{опт}}$ уменьшение η происходит за счет отвлечения значительной части тока в L_μ , а при $K > K_{\text{опт}}$ — за счет большой паразитной индуктивности самого трансформатора. Пример зависимости $\eta = f(K)$ для характерных значений постоянных, входящих в уравнение (8) ($a=0,22$; $b=40$ нГн; $L_n=10$ нГн; $\delta=2 \cdot 10^{-23}$ Гн³; $\psi=1,5 \cdot 10^{-22}$ Гн³) приведен на рис. 2.

Преобразуем (8), подставляя значения δ и ψ :

$$K_{\text{опт}}^3 + CK_{\text{опт}} - \frac{2C}{a} = 0, \quad (9)$$

где $C = \frac{L_n (b + L_n)}{b L_n}$.

Решение уравнения (9) запишем в обычном виде [5]:

$$K_{\text{опт}} = U + V, \quad (10)$$

где $U = \left(\frac{C}{a}\right)^{1/3} \left(1 + \frac{1}{3} \sqrt{9 + a^2 C}\right)^{1/3}$;

$$V = \left(\frac{C}{a}\right)^{1/3} \left(1 - \frac{1}{3} \sqrt{9 + a^2 C}\right)^{1/3}.$$

Для большинства ЕН среднего уровня энергии $a=0,1 \div 0,4$; $C=0 \div 100$. На рис. 3 приведены зависимости $K_{\text{опт}} = f(C)$ при различных значениях a , позволяющие выбрать оптимальное значение коэффициента трансформации для конкретной установки.

Это вызвано тем, что включение в разрядную цепь трансформатора понижает приведенное ко вторичной стороне зарядное напряжение U_0 , но одновременно приводит к уменьшению суммарной приведенной индуктивности цепи. При этом $\left.\frac{di_n}{dt}\right|_{t=0} = \frac{U_n}{L_n}$ возрастает, если снижения напряжения меньше, чем снижение индуктивности.

Действительно, скорость нарастания тока в нагрузке при

$t=0$ и $R_1 \ll \sqrt{L_n/c_0}$; $R_2 \ll \sqrt{\frac{L_n}{c_0}}$ определяется выражением

$$\left.\frac{di_n}{dt}\right|_{t=0} = \frac{K v_0 (L_\mu + K^2 L_n)}{L_n L_\mu + K^2 L_n L_n + K^2 L_\mu L_n}. \quad (11)$$

Для кабельного трансформатора

$$\left.\frac{di_n}{dt}\right|_{t=0} = \frac{K v_0 (b + L_n)}{b L_n + L_n L_n + b K^2 L_n} \quad (12)$$

и соответственно

$$K_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{L_n}{b L_n}} (b + L_n) = C^{0,5}. \quad (13)$$

На рис. 3 приведена зависимость $K_{\text{опт}} = f(C)$, позволяющая выбрать $K_{\text{опт}}$ по скорости нарастания тока в нагрузке.

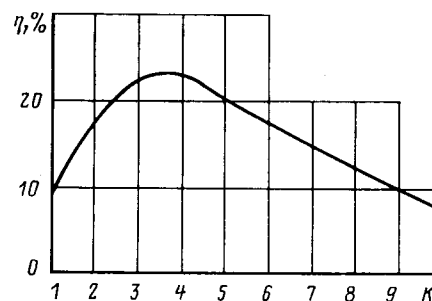


Рис. 2

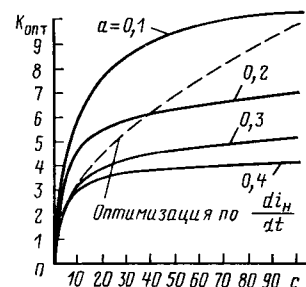


Рис. 3

Таким образом, выбор оптимальных параметров трансформатора для реальной установки по описанной выше методике производится в следующем порядке:

по заданным характеристикам ЕН и нагрузки вычисляется параметр a ;

по кривым на рис. 3 или из решения уравнения (9) определяются коэффициент трансформации K и параметр C , характеризующий, в свою очередь, постоянную b , которая является функцией геометрических размеров трансформатора;

выбирается тип кабеля, соответствующий зарядному напряжению ЕН, диаметр спирали (из условий нормальной технической эксплуатации кабеля), общее число заходов из условия $L_p \ll L_n$, $r_2 \ll r_n$;

рассчитываются параметры схемы замещения трансформатора, ток в нагрузке и коэффициент использования.

Применение согласующих трансформаторов с оптимальными параметрами в установке «Тэта-пинч» [6], где в качестве источника питания используется накопитель с запасаемой энергией $\omega_0=1$ МДж, зарядным напряжением $u_0=150$ кВ и собственной индуктивностью $L_n=60$ нГн при индуктивности нагрузки $L_n=(5 \div 10)$ нГн, позволило увеличить коэффициент использования накопителя в 2—3 раза, максимальное значение тока в нагрузке — на (40—60)% при незначительном уменьшении $\frac{di_n}{dt}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: Мир, 1972. — 391 с.
2. Применение трансформатора в установке для получения сильного импульсного магнитного поля/Т. Б. Боляк, Л. Е. Вардигулова, С. Д. Кайтмазов и др. — Тр. физического института имени П. Н. Лебедева, 1973, т. 67, с. 132—141.
3. Техника больших импульсных токов и магнитных полей/П. Н. Дашук, С. Л. Зайенц, В. С. Комельков и др. — М.: Атомиздат, 1970. — 427 с.
4. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивности. — Л.: Энергия, 1970. — 415 с.
5. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. — М.: ОГИЗ, 1948. — 170 с.
6. Генератор импульсных токов ЛПИ с комплексом дополнительных устройств для получения сильного импульсного магнитного поля в одновитковом соленоиде большого объема/А. В. Григорьев, С. Л. Зайенц, Н. Н. Николаевская и др. — В кн.: Электрофизическая аппаратура и электрическая изоляция. — М.: Энергия, 1970, с. 12—17.

[27.12.84]

К расчету поля в электромагнитных системах для сепарации слабомагнитных материалов

КАРТАШЯН В. О., канд. техн. наук,
ШВЕДЧИКОВА И. А., инж.

Для разделения различных материалов, отличающихся друг от друга магнитными свойствами, во многих производственных процессах широкое распространение получили электромагнитные сепараторы. Основой конструкции большинства из них являются электромагнитные системы постоянного тока, создающие необходимое рабочее магнитное поле, с помощью которого осуществляется извлечение (разделение) ферромагнитных или слабомагнитных металловключений из различных немагнитных материалов (уголь, руда, песок и т. п.) [1].

Значение электромагнитной силы, действующей на ферромагнитную или слабомагнитную частицу в неоднородном магнитном поле, определяется как [1]

$$F_M = \text{grad} \int_V \frac{\mu_0 \chi H^2}{2} dV, \quad (1)$$

где μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость вакуума; χ — объемная магнитная восприимчивость частицы; H — напряженность магнитного поля в объеме частицы, V — объем частицы.

При достаточно малых размерах частицы значение F_M может приближенно определяться как [1]

$$F_M = \mu_0 V H \text{ grad } H \frac{\chi_s}{1 + N \chi_s}, \quad (2)$$

где χ_s — объемная магнитная восприимчивость вещества частицы; N — размагничивающий фактор, зависящий от формы частицы.

Таким образом, теоретические исследования тяговых рабочих характеристик электромагнитных сепараторов сводятся к расчету распределения поля в рабочем межполюсном объеме электромагнитной системы. Однако в отличие от традиционного исполнения электрических машин и аппаратов в электромагнитных системах сепараторов используются относительно большие межполюсные зазоры со сложной геометрической формой полюсов, что существенно усложняет расчет распределения поля и электромагнитные расчеты в целом.

На рис. 1, а представлен эскиз граничной геометрии полюсов с односторонней зубчатостью. Такая форма полюсов обеспечивает получение в межполюсном объеме рабочих полей с относительно высокой степенью неоднородности и поэтому широко применяется в электромагнитных системах сепараторов, предназначенных для извлечения слабомагнитных металловключений или тонкодисперсных ферромагнитных частиц, например, в сепараторах типа СОВ-Э, применяемых для извлечения из металлоносодержащих промышленных стоков ферромагнитных частиц размерами 0,001—0,01 мм.

На рис. 1, а приняты обозначения: U_0 — разность магнитных потенциалов между полюсами; h, Δ — наибольший и наименьший зазоры между полюсами; b — зубцовый шаг; d — толщина зубцов.

В большинстве практических случаев соотношения геометрических параметров полюсов лежат в пределах: $b/h = 1 \div 4$, $d/h = 0,05 \div 0,15$, $\Delta/h = 0,1 \div 0,4$. Длина полюсов (на эскизе не показана) практически превышает величину наибольшего межполюсного зазора h в 5 ÷ 25 раз, поэтому поле в межполюсном объеме рассматриваемого класса задач можно принимать плоскопараллельным.

Принимая толщину зубцов d бесконечно малой, в зубцовый шаг b бесконечно большим, можно свести задачу к граничным условиям, рассмотренным на рис. 1, б, где x, y — оси координат на плоскости z . Искомая область поля $z_1 z_2 z_3 z_4 z_1$ отображается на верхнюю полуплоскость t (рис. 1, в) с помощью интеграла Кристоффеля—Шварца, который при $t_1=0$; $t_2=a$; $t_3=1$, принимает вид

$$z(t) = C \int \frac{dt}{\sqrt{t(t-1)}} + C_1. \quad (3)$$

Константа C , определяемая в данном случае методом вычетов, равна h/π .

Интегрированием выражения (3) получаем

$$z(t) = \frac{h}{\pi} \ln(2\sqrt{t(t-1)} + 2t - 1) + C_1. \quad (4)$$

Путем подстановки в (4) соответствующих значений $z = z_3 = 0$ и $t = t_3 = 1$ получаем $C_1 = 0$.

Неизвестный параметр a определяем с помощью подстановки в (4) значений $z_2 = j\Delta$ и $t_2 = a$:

$$a = \frac{1}{2} \cos \pi \frac{\Delta}{h} + \frac{1}{2}.$$

При таком отображении напряженность поля в области t определяется как [2]

$$H_t = \frac{U_0}{\pi} \frac{1}{\sqrt{t^2 - t(1+a) + a}}. \quad (5)$$

Напряженность поля в искомой области z :

$$H_z = \frac{H_t}{z'(t)} = \frac{U_0}{h} \sqrt{\frac{t(t-1)}{t^2 - t(1+a) + a}}. \quad (6)$$

При этом на участке силовой линии $z_2 z_3$, представляющем наибольший практический интерес с точки зрения оценки рабочих характеристик сепараторов данного класса, т. е. в пределах рабочего участка межполюсного зазора Δ , напряженность поля в искомой области z определяется как

$$H_z = \frac{U_0}{h} \sqrt{\frac{\eta(\eta-1)}{\eta^2 - \eta(1+a) + a}}, \quad (7)$$

где вещественная величина η изменяется от a до 1.

Относительная напряженность [3] на участке рабочего зазора Δ

$$H_{\text{отн}} = H_z \frac{h}{U_0} = \sqrt{\frac{\eta(\eta-1)}{\eta^2 - \eta(1+a) + a}}. \quad (8)$$

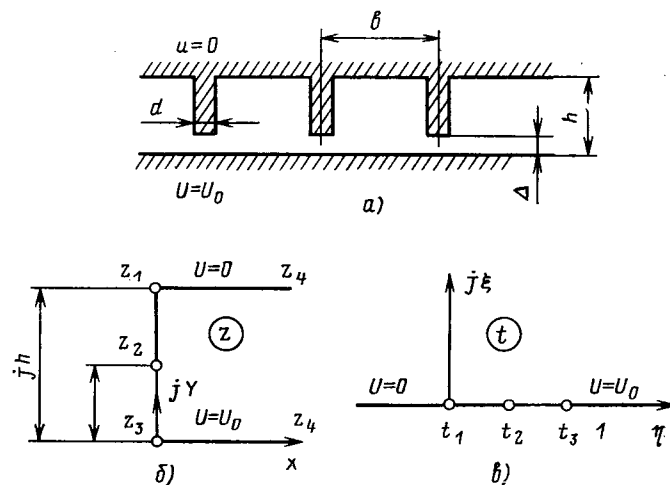


Рис. 1. Граничная геометрия исследуемого класса задач: а — реальная граничная геометрия межполюсной зоны; б — идеализированная граничная геометрия в плоскости z ; в — отображение на верхнюю полуплоскость t

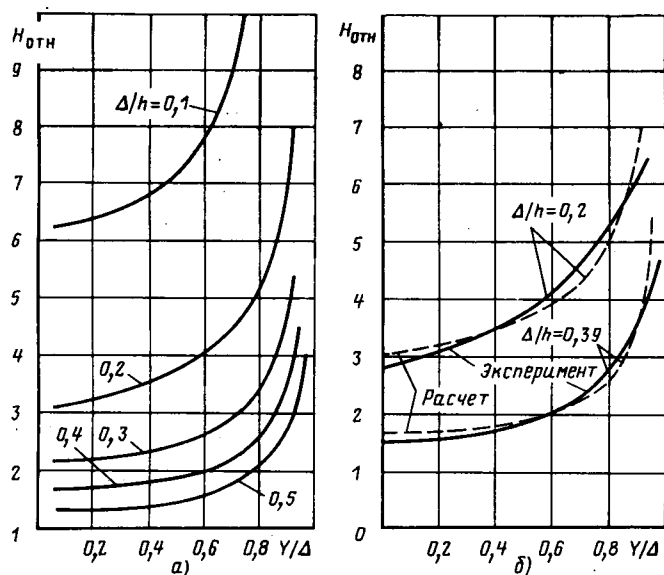


Рис. 2. Расчетные кривые относительной напряженности (а) и сравнение результатов экспериментов и расчета относительной напряженности (б)

Значения $H_{отн}$, рассчитанные по (8) для различных соотношений Δ/h , приведены на рис. 2, а. Для оценки погрешности на рис. 2, б приведены значения $H_{отн}$, полученные расчетным (пунктирные кривые) и опытным путем (сплошные кривые) для электромагнитной системы сепаратора СОВ-Э. При этом кривые 2 соответствуют промышленному образцу сепаратора СОВ-Э с параметрами: $U_0 = 27500$ А; $h = 285$ мм; $\Delta = 111$ мм; $b = 250$ мм; $d = 30$ мм. Кривые 1 соответствуют физической модели с параметрами: $U_0 = 5450$ А; $h = 60$ мм; $\Delta = 12$ мм; $b = 60$ мм; $d = 5$ мм.

Как видно, из приведенных данных, на большей части участка рабочего зазора — в диапазоне $Y = (0,05 \div 0,95) \Delta$, что заведомо перекрывает рабочую зону сепарации, практически реализуемую в сепараторах данного класса, — наибольшие погрешности расчета распределения поля не превышают $\pm 8\%$, что можно считать приемлемым для приближенных инженерных расчетов. Поэтому приведенная выше расчетная методика может быть использована для предварительных проектных и поверочных расчетов электромагнитных систем рассматриваемого класса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карамзин В. В., Карамзин В. И., Бинкевич Е. А. Магнитная регенерация и сепарация при обогащении руд и углей. — М.: Недра, 1968. — 198 с.
2. Бинс К., Лауренсон А. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. — М.: Энергия, 1970. — 376 с.
3. Буль Б. К., Карташян В. О., Сумцов В. Ф. К расчету электромагнитных систем подвесных железоотделителей. — Электротехника, 1971, № 9, с. 21—25.

[18.10.84]

УДК 621.372.542.29.001.24

О компенсации активного сопротивления в поперечном звене фильтра

ЛЕЙТЕС Л. В., канд. техн. наук, ПОРУДОМИНСКИЙ В. В., канд. техн. наук

Москва

В [1] показана возможность компенсации активного сопротивления поперечного звена LC — фильтра и получения бесконечно большого коэффициента сглаживания при конечной добротности элементов. Для объяснения использованы понятия «магнитный поток» (в том числе реактора без стали) и «активное сопротивление — ΔR ». Эти понятия не имеют определений. Вероятно, именно поэтому в числовых примерах [1] значения ΔR не указаны.

Как показала дискуссия [2], многие специалисты возражают против применения отрицательных индуктивностей и, следовательно, отрицательных активных сопротивлений даже в схемах замещения. По мнению авторов, использование этих понятий вполне допустимо: представление об отрицательных сопротивлениях ничуть не хуже других модельных представлений и широко применяется, например, в радиотехнике. Однако объяснение явлений, использующее понятия и представления, имеющие более непосредственный и ясный смысл, является предпочтительным.

Ниже дано более короткое доказательство возможности компенсации и сформулированы ее условия. Используются только понятия, имеющие определения, и появляется возмож-

ность рассчитывать и измерять параметры индуктивной катушки, необходимые для обеспечения компенсации. Анализ основан на допущении о линейности цепи, т. е. о постоянстве магнитной проницаемости и других характеристических материалов ее элементов.

При холостом ходе фильтра (рис. 1) напряжение рассматриваемой гармоники на выходе (на стороне нагрузки)

$$\dot{U}_H = \dot{I}_1 Z_H - \dot{I}_1 Z_M, \quad (1)$$

где $\dot{I}_1$ — ток на входе фильтра; Z_H — комплексное сопротивление поперечной ветви [1]; Z_M — комплексное взаимное сопротивление частей обмотки сглаживающего реактора¹.

Параметр Z_M можно определить из воображаемого (расчетного) или реального опыта по схеме рис. 2:

$$Z_M = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1}, \quad |Z_M| = \frac{U_2}{I_1}, \quad \arg Z_M = \arccos \frac{P}{U_2 I_1}, \quad (2)$$

где I_1 , U_2 , P — показания приборов в схеме рис. 2. Индуцированное напряжение $\dot{U}_2$ можно также рассчитывать на основе расчета магнитного поля методами, применяемыми в трансформаторостроении [3].

Если же сдвиг напряжения $\dot{U}_2$ по фазе в опыте рис. 2 вызван только потерями в третьем контуре (рис. 3), то из уравнений (2) и

$$I_1 j\omega M_{13} + \dot{I}_3 j\omega L_3 + \dot{I}_3 R_3 = 0; \quad (3)$$

$$I_1 j\omega M_{12} + \dot{I}_3 j\omega M_{23} = \dot{U}_2 \quad (4)$$

¹ Отличие от 90° сдвига фаз между синусоидальным током в одной части обмотки и напряжением, индуцированным этим током, в другой, обусловлено добавочными потерями. Один из видов таких потерь можно было бы изобразить на схеме рис. 1 резисторами, включенными параллельно частям обмотки, однако это усложнило бы схему, обозначения и уравнения. При отсутствии добавочных потерь взаимное сопротивление является индуктивным (чисто мнимым)

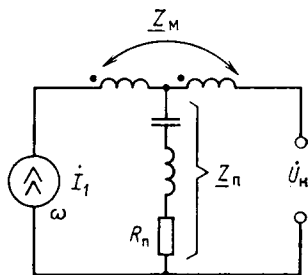


Рис. 1. Схема LC — фильтра

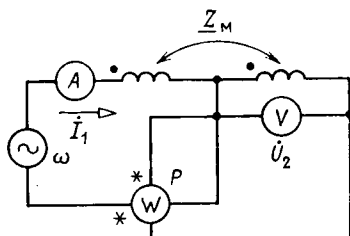


Рис. 2. Схема измерения взаимного сопротивления ветвей сглаживающего реактора

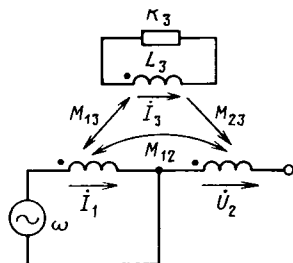


Рис. 3. Схема замещения реактора с потерями, условно выделенными в отдельный контур

следует:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_M = j\omega M_{12} - j\omega M_{23} \frac{j\omega M_{13}}{R_3 + j\omega L_3} = j\omega M_{12} \left[1 - \left(\frac{\omega L_3}{R_3} \right)^2 \times \right. \\ \times \frac{M_{13} M_{23}}{M_{12} L_3} \left(1 + \frac{\omega^2 L_3^2}{R_3^2} \right)^{-1} \left. \right] + \omega M_{12} \frac{\omega L_3}{R_3} \times \\ \times \frac{M_{13} M_{23}}{M_{12} L_3} \left(1 + \frac{\omega^2 L_3^2}{R_3^2} \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (5)$$

При $R_3 \gg \omega L_3$ из (5) получаем:

$$\underline{Z}_M \approx j\omega M_{12} + \frac{\omega^2 M_{23} M_{13}}{R_3}. \quad (6)$$

Условию идеальной фильтрации $\dot{U}_H = 0$ согласно (1) соответствует

$$\underline{Z}_\Pi = \underline{Z}_M. \quad (7)$$

Если реактор в поперечном звене регулируемый и индуктивное сопротивление преобладает над емкостным (как и указано в [1]), то равенство реактивных составляющих согласно (7) заведомо достижимо и остается обеспечить равенство активных составляющих:

$$R_\Pi = |\underline{Z}_M| \cos(\arg \underline{Z}_M). \quad (8)$$

При условии $R_3 \gg \omega L_3$, положенном в основу вывода уравнения (6), имеем

$$R_\Pi = \frac{\omega^2 M_{23} M_{13}}{R_3}. \quad (9)$$

При отсутствии напряжения рассматриваемой частоты на выходе фильтра присоединение нагрузки не может вызвать появления тока или напряжения.

Таким образом, не только доказана возможность компенсации активного сопротивления поперечного звена сглаживающего LC — фильтра в пассивной цепи, но и указаны пути определения параметров его элементов. При данном способе доказательства возможность полной компенсации при конечной добротности элементов не более удивительна, чем, например, достижение равновесия моста при любых реальных сопротивлениях в его плечах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Штибен Г. А. Компенсация активного сопротивления в поперечном звене фильтра. — Электричество, 1983, № 11.
2. Об электромагнитном рассеянии обмоток трансформаторов/Зихерман М. Х. и др. — Электричество, 1983, № 9.
3. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. — М.: Энергия, 1981.

[29.01.85]



Иштван Ваго. Теория графов. Применение к расчету электрических сетей. Будапешт, 1985

(István Vádó. Graph theory. Application to the calculation of electrical networks. Akadémiai kiadó. Budapest, 1985)

Вопросы применения теории графов в расчетах электрических цепей читаются на электротехническом факультете Будапештского технического университета в течение более 10 лет. Опыт преподавания этой дисциплины был обобщен в книге, изданной на венгерском языке в 1976 г. в Будапеште Техническим издательством. Данная книга является переработанным и дополненным вариантом этого издания.

Основное содержание книги составляют вопросы формирования уравнений установившихся режимов и переходных процессов линейных разветвленных электрических цепей с использованием теории графов, а также рациональных преобразований этих уравнений в зависимости от конкретных условий рассматриваемой задачи. Рассматриваются электрические цепи, содержащие элементы сосредоточенными и распределенными параметрами, цепи с электронными устройствами, с непрерывными и дискретными сигналами.

Книга состоит из 8 глав.

В *первой главе* приводятся основные положения и определения теории графов (граф, подграф, путь графа, контур, дерево, сечение, изоморфные и дуальные графы и т. д.), а также вводятся основные матрицы инцидентности.

Вторая глава посвящена методу расчета электрических цепей, содержащих источники тока и напряжения и элементы R, L, C . На основе законов Ома и Кирхгофа записываются линейные уравнения цепи в матричной форме, определяются матрицы обобщенных параметров цепи: контурных сопротивлений, проводимостей сечений, узловых проводимостей. Обсуждаются вопросы существования и единственности решения задачи расчета электрической цепи; приводится метод формирования блочно-матричных уравнений цепи (сводящийся к выбору дерева графа), который позволяет просто учитывать ветви с нулевыми проводимостями и сопротивлениями.

В *третьей главе* излагаются способы определения обобщенных параметров электрической цепи, состоящей из n -полюсников и $m \times n$ — полюсников. Приводятся матрицы обобщенных параметров и постоянных отдельных многополюсных элементов цепи и рассматриваются методы формирования контурных уравнений и уравнений сечений для сложных цепей.

В *четвертой главе* рассматриваются электрические цепи, содержащие элементы с распределенными параметрами — линии электропередачи. На основе телеграфных уравнений определяются параметры схемы замещения линии в виде эквивалентного четырехполюсника. Приводится математическое описание параллельных линий с взаимной индуктивной и емкостной связью в виде матричных телеграфных уравнений; излагается метод решения этих уравнений на основе матричных полиномов Лагранжа с использованием собственных значений и собственных векторов. Приводятся матричные уравнения многофазных ЛЭП. Рассматривается формирование уравнений сети, содержащей многопроводные ЛЭП с различным числом проводов, на основе применения блочной матрицы соединений.

Пятая глава посвящена анализу электронных цепей, а также широкого класса линейных цепей, состоящих из четырехполюсников с произвольными, в том числе и особыми, матрицами параметров.

Первоначально рассмотрена задача настройки электрической цепи на заданную рабочую точку, т. е. задача выбора значений сопротивлений резисторов, подключаемых на вход или выход электронных элементов, для обеспечения заданных значений токов и напряжений этих элементов. Задача сводится к расчету цепи, содержащей источники тока и напряжения, элементы с заданными значениями тока и напряжения (фиксаторы), заданные и настраиваемые (нораторы) резисторы и состоит в определении токов и напряжений в ветвях нораторов. Формулируются необходимые условия существования единственного решения

задачи и приводятся правила выбора дерева графа цепи для получения на его основе совместных уравнений задачи.

Рассмотрены методы формирования уравнений электрических цепей, содержащих электронные элементы, в том числе и операционные усилители, на основе схем замещения, содержащих источники с регулированием по току и напряжению, нуллаторы (т. е. фиксаторы с нулевыми значениями тока и напряжения) и нораторы. Для обоих вариантов формулируются необходимые условия существования решения уравнений цепи, показывается методика составления узловых и контурных уравнений, а также уравнений сечений.

В *шестой главе* рассмотрен классический подход к решению дифференциальных уравнений электрической цепи — с приведением к нормальной форме, т. е. к уравнениям состояния. Формирование уравнений состояния для цепи, содержащей источники тока и напряжения, активные, индуктивные и емкостные элементы, а также четырехполюсники произвольной структуры рассмотрено, как и ранее, в двух вариантах — на основе схем замещения, содержащих регулируемые источники; нуллаторы и нораторы.

Седьмая глава посвящена вопросам применения сигнальных графов для анализа линейных динамических систем, в частности систем автоматического регулирования. Отмечается, что вид сигнального графа цепи определяется формой записи исходных уравнений и рассматриваются три метода построения сигнального графа: прямой, итерационной (последовательный) и параллельный. Рассмотрена задача определения матрицы передаточных функций системы, моделируемой с помощью сигнального графа, а также матричный алгоритм приведения дифференциальных уравнений системы к нормальной форме.

В *восьмой главе* рассмотрены вопросы построения математического описания систем с цифровыми и импульсными элементами. Преобразование сигналов в дискретную форму описывается с помощью дельта функции Дирака. Передаточные функции цифровых и дискретных элементов записываются на основе дискретного преобразования Лапласа (z — преобразования). В терминах оператора z представляются сигнальные графы систем и записываются уравнения динамики в нормальной форме. Приводится методика составления математического описания систем, сигналы в которых могут быть дискретными и непрерывными.

По содержанию и форме изложения книга является учебным пособием по теории электрических цепей, в котором вопросы формирования уравнений состояния излагаются с привлечением основных положений теории графов. Книга удачно построена методически; материал излагается ясно и достаточно детально, при последовательном усложнении рассматриваемых задач; в конце каждой главы приводятся конкретные примеры с подробными решениями.

Естественно, нельзя требовать от данного учебного пособия охвата всех проблем теории цепей. Оно и так достаточно велико по объему и освещает основные, базовые вопросы курса, не касаясь целого ряда специфических задач. В частности, в нем отсутствуют вопросы применения вычислительной техники, имеющие большую практическую важность при формировании и решении уравнений электрических цепей большой сложности. К подобным задачам сводятся расчеты переходных процессов, токов коротких замыканий и установившихся режимов современных сложных электрических сетей, т. е. подсистем электроэнергетических систем, связывающих источники и потребители электроэнергии. В этом смысле название книги, в котором говорится об электрических сетях, терминологически неудачно, поскольку здесь рассматриваются разветвленные электрические цепи относительно небольшой сложности, а специфика уравнений электрических сетей и методов их решения не освещается.

ВЕНИКОВ В. А., проф., СТРОЕВ В. А., доц.

Оскар Давидович Гольдберг

(К 60-летию со дня рождения)

27 января с. г. исполнилось 60 лет со дня рождения одного из ведущих специалистов в области надежности электрических машин, заведующего кафедрой «Электрические машины» Всесоюзного ордена Трудового Красного Знамени заочного политехнического института, доктора технических наук, профессора, члена КПСС с 1951 г. Оскара Давидовича Гольдберга.

В течение 16 лет О. Д. Гольдберг работал во Всесоюзном научно-исследовательском институте электромеханики (ВНИИЭМ), где проводил исследования первых всесоюзных единых серий асинхронных двигателей А и АО, А2 и АО2. За участие в разработке этих серий был награжден большой серебряной медалью ВДНХ. Им предложен ряд изобретений по испытанию асинхронных двигателей и впервые разработан Государственный стандарт на методы испытаний асинхронных двигателей (ГОСТ 7217—54).

Уже в то время О. Д. Гольдберга интересовали вопросы контроля и анализа качества наиболее массовой продукции электромашиностроения — асинхронных двигателей, а в дальнейшем его внимание привлек основной показатель качества этих машин — надежность. В 1955 г. он защитил кандидатскую диссертацию на тему «Контроль и анализ качества трехфазных асинхронных короткозамкнутых двигателей при серийном производстве по результатам приемосдаточных испытаний», весьма эффективно используя для этой цели методы математической статистики. На базе этой работы в настоящее время разработаны



методы управления качеством изготовления асинхронных двигателей с помощью микропроцессоров.

Занимаясь повышением надежности асинхронных двигателей, разработкой эффективных методов ускоренной оценки надежности этих машин, О. Д. Гольдберг выполнил впервые в мировой практике значительный по широте охвата цикл исследований, в результате которых защитил в 1972 г. докторскую диссертацию на тему «Теоретическая и экспериментальная разработка методов расчета показателей надежности, ускоренных испы-

таний и контроля качества асинхронных двигателей». По результатам этих исследований решены многие актуальные проблемы в области надежности асинхронных двигателей. Широко известны его монографии на эту тему.

С 1966 О. Д. Гольдберг руководит секцией «Качество и надежность электрических машин переменного тока» Технико-экономического совета ВПО «Союзэлектромаш» Министерства электротехнической промышленности. В рамках этой секции им создана научная школа специалистов в области надежности электрических машин. Большую общественно-научную работу проводит О. Д. Гольдберг в общесоюзном кабинете надежности при Политехническом музее Всесоюзного общества «Знание», в котором он ежемесячно читает лекции или дает консультации.

Научную работу О. Д. Гольдберг успешно сочетает с преподавательской деятельностью. С 1964 г. он работает в ВЗПИ. Здесь под его руководством защитили кандидатские диссертации 14 человек, подготовлено несколько сот инженеров-электромехаников. Выпущенный в 1984 г. при его участии под его редакцией учебник «Проектирование электрических машин» пользуется заслуженным вниманием у студентов, инженеров и научных работников.

По результатам научных исследований О. Д. Гольдберг опубликовал 87 печатных работ, в числе которых 5 книг.

Пожелаем юбиляру творческой активности и крепкого здоровья.
Группа товарищей

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Савалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: Б. Д. Макашкин, А. Л. Прилуцкий

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10, Телефон 924-24-80

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 15.11.85.
Уч.-изд. л. 12,34

Подписано в печать 29.12.85

Т-25 106

Формат 60×90¹/₈
Тираж 5767 экз.

Печать высокая

Усл. печ. л. 10,0

Усл. кр.-отт. 10,5
Заказ 3 145

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 142300 г. Чехов Московской области

Веников В. А., Соколов В. К. Задачи информационной теории управления электроэнергетическими системами	
Борисов Р. И. Формализация правил многоцелевой оптимизации управления электроэнергетическими системами	
Гамм Б. З., Тоньшев В. Ф. Выявление асинхронного режима генератора по сопротивлению, измеренному на его выводах	
Шнейерсон Э. М. — Анализ характеристик срабатывания дистанционных органов защиты в трехфазных сетях	
Гольдберг О. Д. Научные основы диагностики и управления качеством асинхронных двигателей	
Никольский А. А. Вопросы синтеза двухканальных следящих электроприводов с активными упругими пьезокомпенсаторами	
<u>Степанов А. Д.</u> , Андерс В. И., Богатин А. А. Анализ работы асинхронного генератора с инвертором в режиме самовозбуждения	
Архиереев И. П., Данилевич О. И. Электромагнитные процессы в тиристорном однофазном мостовом инверторе напряжения с одноступенчатой коммутацией при работе на выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром	
Ананьев В. П., Фролов В. Я. Управление последовательно-параллельными группами тиристорных коммутирующих аппаратов	
Памфилов Р. К. Элементы функциональной теории дистанционной передачи угла и вращения (двигателя)	

СООБЩЕНИЯ

1	Круть Н. С., Мосин М. Ф., Чупак Т. М. Эквивалентирование ЛЭП с промежуточными отборами	51
5	Бутина Т. П., Горбунцов А. Ф., Щелыкалов Ю. Я. Расчет трехмерного температурного поля в магнитопроводе трансформатора	54
9	Титов М. Н. Зависимость интенсивности частичных разрядов в конденсаторной изоляции от напряжения	56
15	Белов Г. А., Иванов А. М. Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором	57
20	Фридман П. М. Непосредственные преобразователи частоты модуляционного типа на принципе выделения боковой полосы	61
23	Кухаренко Н. В. Оптимальная по быстродействию логическая система позиционирования	65
28	Кучумов В. А. Границы устойчивой работы преобразователя частоты, питающего асинхронный двигатель	69
33	Григорьев А. В. Выбор параметров согласующего кабельного трансформатора в цепи емкостного накопителя энергии	72
38	Карташян В. О., Шведчикова И. А. К расчету поля в электромагнитных системах для сепарации слабомагнитных материалов	74
44	Лейтес Л. В., Порудоминский В. В. О компенсации активного сопротивления в поперечном звене фильтра	75
	БИБЛИОГРАФИЯ	77
	ХРОНИКА	78



CONTENTS

Venikov V. A., Sokolov V. K. — Problems of Information Theory Employed in Power System Control	
Borisov R. I. — Formalization of Rules for Multipurpose Optimization of Power System Control	
Gamm B. Z., Tonishev V. F. — Detecting Out-of-Step Operation of a Generator From the Impedance Measured at Its Terminals	
Shneyerson E. M. — Analysis of the Tripping Characteristics for Distance Relays in the Protection of Three-Phase Networks	
Goldberg O. D. — Scientific Foundations for Diagnostics and Quality Control of Induction Motors	
Nikolski A. A. — Problems in the Synthesis of Two-Channel Servo-Drives Having Elastic Active Piezzo-Compensators	
<u>Stepanov A. D.</u> , Anders V. I., Bogatin A. A. — Analysis of the Operation of an Asynchronous Generator With an Inverter for Self-Excitation Conditions	
Arkhiereyev I. P., Danilevitch O. I. — Electromagnetic Phenomena in a Single-Phase Bridge-Type Thyristor Voltage Inverter With Single-Step Commutation Feeding a Rectifier Having an L-C Filter	
Ananyev V. P., Frolov V. J. — Control of Series-Parallel Groups of Thyristors for Switch Gear	
Pamphilov R. K. — Elements of the Functional Theory for Remote Transmission of Phase Angle and Speed in a Motor	

REPORTS

1	Krut N. S., Mosin M. F., Chupak T. M. — Finding an Equivalent Circuit From Reduction of a Transmission System Having Intermediate Substations	51
5	Butina T. P., Gorbuntsov A. F., Schelikalov U. J. — Calculation of the Three-Dimensional Temperature Field in the Magnetic Circuit of a Transformer	54
9	Titov M. N. — How the Intensity of Partial Discharges in Condenser Insulation Depends on the Voltage	56
15	Belov G. A., Ivanov A. M. — A Stabilized DC Voltage Converter With a Series Connected Resonance Inverter	57
20	Friedman P. M. — Modulation-Type Direct Frequency Converters Based on the Side-Band Extraction Principle	61
23	Kukharensko N. V. — A Logical Positioning System Optimum as Concerns Speed of Response	65
28	Kuchumov V. A. — Bounds for the Stable Performance of a Frequency Converter Feeding an Induction Motor	69
33	Grigoriev A. V. — Selection of the Parameters of the Matching Cable Transformer in the Circuit of a Capacitance-Type Energy Store	72
38	Kartashian V. O., Shvedchikova I. A. — On Calculating the Field in Electromagnetic Systems for Separating Magnetically Weak Materials	74
44	Leites L. V., Porudominski V. V. — On Compensation of the Resistance in the Shunt Element of a Filter	75
	BIBLIOGRAPHY	77
	CHRONICLE	78



УДК 621.311.62—52
Задачи информационной теории управления электроэнергетическими системами. Веников В. А., Соколов В. К. «Электричество», 1986, № 1.

Рассмотрены основные принципиальные вопросы разрабатываемой информационной теории управления электроэнергетическими системами. Определяющим направлением этой теории является учет ценностных факторов информации (с позиций управления) на всех этапах создания и функционирования автоматизированных систем диспетчерского управления современными электроэнергетическими системами. Библ. 8.

УДК 621.311.008.2

Формализация правил многоцелевой оптимизации управления электроэнергетическими системами. Борисов Р. И. — «Электричество», 1986, № 1

Предложена многоцелевая оптимизация управления развитием и функционированием систем электроэнергетики на основе решения соответствующего числа двойственных задач, что позволяет определить компромиссную область в многомерном пространстве части целевых условий. Другая часть условий используется для определения гиперплоскостей, по взаимному положению которых относительно компромиссной области определяются параметрами результирующего решения. Приведен пример расчета. Сравниваются результаты решений при одноцелевой и многоцелевой оптимизации. Библ. 9.

УДК 621.316.925:621.313.322

Выявление асинхронного режима генератора по сопротивлению, измеренному на его выводах. Гамм Б. З., Тонышев В. Ф. — «Электричество», 1986, № 1.

Проведен анализ рабочих характеристик выявительных органов защит генераторов от асинхронного режима, построенных на основе реле сопротивления. Показана возможность сужения области ложного срабатывания выявителя при глубоких синхронных качаниях и внешних несимметричных к.з. Библ. 8.

УДК 621.316.925.2

Анализ характеристик срабатывания дистанционных органов защиты в трехфазных сетях. Шнейерсон Э. М. — «Электричество», 1986, № 1

Предложен универсальный метод анализа дистанционных органов (ДО) различных типов, позволяющий построить характеристики срабатывания ДО при различных видах повреждений в трехфазных сетях. Приведены соотношения, связывающие области срабатывания ДО в различных плоскостях входных сопротивлений при однофазных и междуфазных повреждениях. Библ. 5.

УДК 621.313.333:658.562

Научные основы диагностики и управления качеством асинхронных двигателей. Гольдберг О. Д. — «Электричество», 1986, № 1. Изложены научные основы диагностики причин разладки технологического процесса асинхронных двигателей с помощью микропроцессоров, применяемых для оценки результатов приемо-сдаточных испытаний электродвигателей.

Предложены также методы управления качеством изготовления этих двигателей и сопоставительного анализа их номинальных показателей за разные промежутки времени, основанные на расчетах, проводимых с помощью микропроцессора. Библ. 4.

УДК 62-83-52.001.5

Вопросы синтеза двухканальных следящих электроприводов с активными упругими пьезокомпенсаторами. Никольский А. А. — «Электричество», 1986, № 1

Обосновывается рациональная структура построения двухканальных следящих электроприводов повышенной точности с активными упругими компенсаторами (АУК) в точном канале АУК в таких системах выполняются из пьезоматериалов и способны в небольших пределах изменять свои геометрические размеры под действием управляющего поля, благодаря чему обеспечивается возможность компенсации ошибок привода грубого канала. Рассматриваются согласованный и несогласованный режимы работы каналов двухканальной системы с АУК при отработке малых и больших возмущающих и управляющих воздействий. Приводятся рекомендации по настройке двухканального электропривода с учетом необходимости ограничения влияния грубого движения на выходную координату системы. Библ. 11.

УДК 62-83:621.313.332.001.5

Анализ работы асинхронного генератора с инвертором в режиме самовозбуждения. Степанов А. Д., Андерс В. И., Богатин А. А. — «Электричество», 1986, № 1

Приводится новый метод анализа электромагнитных процессов в схеме при работе на активную нагрузку и отсутствии конденсатора фильтра. Объясняется физика процессов, происходящих в обмотках статора и ротора. Показано, как формируются токи и напряжение статора асинхронной машины на межкоммутационных интервалах инвертора с учетом э. д. с., наводимой в фазах обмотки статора магнитным потоком в воздушном зазоре, и э. д. с., наводимой в фазах потоками рассеяния. Показано, что асинхронная машина может работать в режиме самовозбуждения без присоединения ее к внешним источникам энергии; инвертор является не источником реактивной энергии, а служит лишь переключателем, обеспечивающим обмен энергией между фазами. Библ. 1.

УДК [621.314.572:621.382.233.026]:[621.314.632:621.372.542.3]

Электромагнитные процессы в тиристорном однофазном мостовом инверторе напряжения с одноступенчатой коммутацией при работе на выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром. Архипьев И. П., Данилевич О. И. — «Электричество», 1986, № 1. Проведено исследование электромагнитных процессов в тиристорном однофазном мостовом инверторе напряжения с одноступенчатой коммутацией, работающем на выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром. Получены аналитические выражения для вычисления напряжений и токов в инверторе и времен коммутации в инверторе и в питаемом им выпрямителе. Показана возможность и целесообразность повышения рабочей частоты инвертора до 2 кГц при использовании режима неполного возврата избыточной энергии из его токоограничивающих дросселей. Библ. 4.

УДК 621.316.542.027.3:621.382.233.026.078

Управление последовательно-параллельными группами тиристорных коммутаторов аппаратов. Анянцев В. П., Фролов В. Я. — «Электричество», 1986, № 1.

Сформулированы условия надежного включения силовых полупроводниковых приборов (СПП) одиночным и высокочастотным сигналом с убывающими по амплитуде импульсами тока и двуденными сигналами управления (СУ). Разработана методика расчета параметров указанных импульсов управления (ИУ) по величине заряда в управляющем переходе тиристорных. Приведены результаты расчетов ИУ для единичных сигналов трапецеидальной формы, убывающего по амплитуде импульса тока и двуденного СУ с форсирующей и пологой частями. Разработан алгоритм, обеспечивающий оптимизацию УС в соответствии с условиями надежного включения СПП и синтеза кабельно-трансформаторной системы распределения управляющих сигналов, с помощью которого определены параметры УС высоковольтных тиристорных блоком контактно-тиристорного генератора выключателя нагрузки. Библ. 9.

УДК 537.8.001.24:621.928.8

К расчету поля в электромагнитных системах для сепарации слабомагнитных материалов. Карташян В. О., Шведчиков А. А. — «Электричество», 1986, № 1.

Разработана методика аналитического расчета распределения поля в рабочих межполюсных объемах электромагнитных сепараторов с высокоградиентными полями, используемых для извлечения слабомагнитных включений или ферромагнитных частиц размерами менее 0.1 мм. Библ. 3.

УДК 621.313.334:654.94.001.5

Элементы функциональной теории дистанционной передачи угла и вращения (двигателя). Памфилов Р. К. — «Электричество», 1986, № 1

На основе единого функционального подхода (теории) установлены условия принципиально работы комплекса аналоговых измерительно-преобразовательных устройств (индикаторных дистанционных передач, измерителей рассогласования следящих систем, моментных двигателей с постоянными магнитами).

Обоснованы оптимальные комбинации соединения (инверсия) обмоток датчика и приемника в зависимости от рода симметрии функций преобразования информации. Библ. 9.

УДК 621.311.012.8

Эквивалентирование ЛЭП с промежуточными отборами. Круть Н. С., Мосин М. Ф., Чупак Т. М. — «Электричество», 1986, № 1.

Рассмотрен метод эквивалентирования энергосистемы путем исключения промежуточных нагрузок ВЛ. Получены выражения для мощностей и сопротивлений эквивалентруемых ВЛ по данным телеизмерений напряжений и потоков мощности на шинах узловых подстанций. Приведены результаты эквивалентирования Красноярской энергосистемы при исключении 37 % узловых точек. Библ. 3.

УДК 536.5.001.24:621.3.042

Расчет трехмерного температурного поля в магнитопроводе трансформатора. Бутин А. Т. П., Горбунцов А. Ф., Щелыкалов Ю. Я. — «Электричество», 1986, № 1.

Приведен алгоритм расчета трехмерного температурного поля в магнитопроводе трансформатора методом сеток. Рассмотрены вопросы выбора шага сетки и его влияние на точность решения. Получено хорошее соответствие расчетных и опытных данных. Библ. 2.

УДК 537.528.212.001.24:621.319.4

Зависимость интенсивности частичных разрядов в конденсаторной изоляции от напряжения. Титов М. Н. — «Электричество», 1986, № 1

Исследовано влияние конфигурации электрического поля плоского конденсатора на объем изоляции, работающей при повышенной напряженности. Получены зависимости этого объема от напряжения, приложенного к обкладкам конденсатора. Установлено, что известные экспериментальные зависимости интенсивности ЧР от напряжения в степени от 4 до 6 могут быть обоснованы расчетным путем. Библ. 4.

УДК 621.314.2.001.24

Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором. Белов Г. А., Иванов А. М. — «Электричество», 1986, № 1.

Изложен простой алгоритм расчета основных статических характеристик преобразователя, рассчитаны универсальные характеристики, облегчающие анализ режимов работы и элементов и выбор параметров схемы. Рассмотрена схема подчиненного регулирования, реализованная в экспериментальном преобразователе. Библ. 12.

УДК 621.314.263:621.314.572

Непосредственные преобразователи частоты модуляционного типа на принципе выделения боковой полосы. Фридман П. М. — «Электричество», 1986, № 1.

Предлагается для построения непосредственных преобразователей частоты и преобразователей постоянного напряжения в переменное с промежуточным высокочастотным преобразованием использовать новый принцип выделения одной боковой полосы, заключающийся в том, что модуляцию осуществляют в обратной последовательности, а выходную m -фазную систему формируют путем вычитания соседних промодулированных напряжений в количестве m . При этом существенно упрощается структура преобразователей, повышаются их надежность и к.п.д., уменьшаются масса и габариты. Такой тип преобразователя является перспективным для применения в частотно-управляемом электроприводе самого различного назначения, особенно в автономных системах электроснабжения, когда требуется повышенное качество выходного напряжения преобразователей. Библ. 4.

УДК 62-505

Оптимальная по быстродействию логическая система позиционирования. Кухаренко Н. В. — «Электричество», 1986, № 1. Для указанного объекта решена задача его наивысшего перевода из любого фазового состояния в заданное конечное состояние. Полученный в замкнутой форме алгоритм оптимального управления реализуется логической системой, выполненной на современных аналоговых и дискретных микроэлектронных элементах. Показано, что разработанная система может быть использована и для управления объектом типа «двойной интегратор». Рассмотрены траектории оптимального и квазиоптимального движения системы. Библ. 9.