

Автоматическая разгрузка и отключение части гидроагрегатов при увеличении угла электропередачи

В. Г. КИРАКОСОВ, Я. Н. ЛУГИНСКИЙ и М. Г. ПОРТНОЙ
ВНИИЭ

Введение. В условиях эксплуатации в ряде случаев необходимо передавать энергию гидростанций с малыми (5—10%) запасами статической устойчивости электропередач [Л. 1]. При этом небольшие понижения напряжения в системе или на ГЭС, удаленные короткие замыкания или другие подобные возмущения могут привести к нарушению устойчивости этой электропередачи.

Для того чтобы не допустить нарушений устойчивости на ГЭС, обычно применяется автоматическое отключение части генераторов при увеличении мощности или тока [Л. 2]. Однако при работе с малыми запасами статической устойчивости отключение по мощности или по току не обеспечивает сохранения устойчивости, если причиной ее нарушения является снижение напряжения в приемной системе или на ГЭС или же отключение одной из цепей двухцепной электропередачи.

Величиной, более полно характеризующей устойчивость электропередачи при любых возмущениях, является угол между э. д. с. генераторов и системы. Однако его измерение сопряжено с определенными трудностями.

Ниже приводится описание схемы, характеристики и результаты испытаний устройства автоматической разгрузки и отключения гидроагрегатов при увеличении угла электропередачи.

Принцип действия и характеристики устройства, реагирующего на угол электропередачи. В разработанном устройстве для измерения угла между напряжениями приемного и передающего концов электропередачи использована одна из разновидностей двухполупериодных фазочувствительных схем (рис. 1). Принцип ее действия проиллюстрирован диаграммами на рис. 2 и заключается в сравнении модулей напряжений, образуемых сложением

и вычитанием векторов U_1 и U_2 . Выходная характеристика устройства изображена на рис. 3. Такой вид характеристики получается, если устройство включается на определенное сочетание фаз тока и напряжения.

Для обеспечения необходимого быстродействия схемы балластные сопротивления R_1 и R_2 в ее пле- чах имеют сравнительно небольшую величину, что позволяет полностью использовать свойства двойных мостовых RC -фильтров: хорошее сглаживание при малых запаздываниях. В результате пульсации тока в выходном реле типа РП-7 (от пика к пику) не превышают 5% величины тока срабатывания реле, а запаздывание не превышает 0,03 сек.

При потреблении устройства 30—40 ва можно получить крутизну выходной характеристики порядка 0,05 $ma/grad$. На выходе схемы установлены два поляризованных реле типа РП-7 разной чувствительности. Они могут быть использованы для отключения генераторов двумя ступенями или для разгрузки агрегатов воздействием на регуляторы скорости (одно реле) и отключения части генераторов при достижении большего угла (второе реле).

Изменение угла срабатывания обоих реле производится изменением величины сопротивлений R_5 и R_6 (рис. 4) или соответствующим изменением тока срабатывания поляризованных реле P_1 и P_2 . Угол срабатывания этих реле можно менять от 48 до 108°. Напряжение приемного конца электропередачи может быть получено двумя путями: а) прибавлением падения напряжения в модели линии к напряжению передающего конца (фантомная схема) и б) телепередачей фазы напряжения приемного конца. Первый из этих способов проще, но имеет дополнительные погрешности при изменении схемы электропередачи. Разработанное устрой-

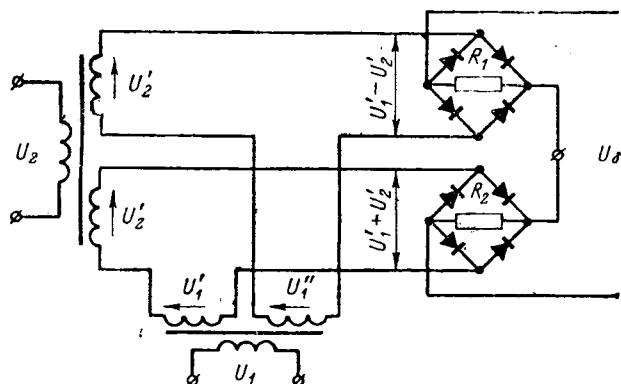


Рис. 1. Схема преобразования угла между двумя напряжениями в напряжение постоянного тока.

ство использует оба способа получения напряжения приемного конца, однако имеется возможность использования только какого-либо одного из них.

Фантомная схема выполнена с помощью трансформатора с большим воздушным зазором (трансреактора) по типу трансформаторов ТКП защиты ДФЗ-401. Схема выполнена однофазной, так как она предназначена для работы при симметричных режимах. Для уменьшения потребления мощности от измерительных трансформаторов и получения нужного сдвига δ_0 схема включена на линейное напряжение U_{AC} и на разность токов $i_a - i_c$.

Схема устройства, основанная на использовании обоих способов получения напряжения приемного конца, приведена на рис. 4. Она состоит из двух фазочувствительных схем, одна из которых подсоединяется к фантомной схеме, а другая — к приемнику системы телеметрии ТФ-1П [Л. 3]. Выходы фазочувствительных схем (ФЧС) соединяются с выходными реле через диоды D_1 и D_2 , обеспечивающие выбор наибольшего из замеренных углов δ_0 и δ_m . Такая схема принята потому, что погрешность замера угла передачи в сторону занижения может привести к отказу в действии (что недопустимо), а погрешность в сторону завышения угла может привести к ложному отключению агрегата, что не так опасно.

Для образования подводимой к передатчику телеметрий э. д. с., которая должна быть эквивалентна напряжению в узловой точке системы, может быть применено электрическое или магнитное

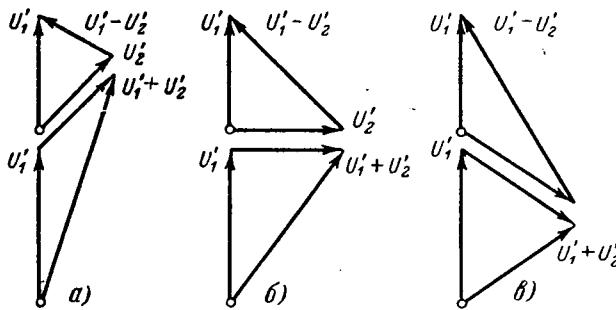


Рис. 2. Векторные диаграммы фазочувствительной схемы при различных значениях угла δ .
а — $\delta + \delta_0 < 90^\circ$; б — $\delta + \delta_0 = 90^\circ$; в — $\delta + \delta_0 > 90^\circ$.

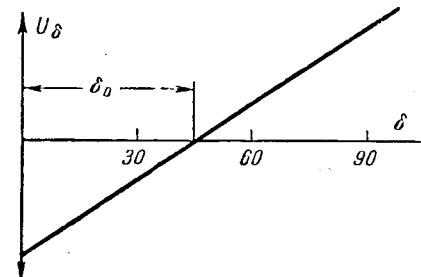


Рис. 3. Угловая характеристика реле.

суммирования напряжений нескольких близко расположенных точек приемной части энергосистемы (например, с несколькими секциями шин крупной подстанции в центре системы).

Устройство, реагирующее на угол, решает только одну ограниченную задачу — обеспечить сохранение статической устойчивости при медленных возмущениях или же сохранение динамической устойчивости при удаленных коротких замыканиях или других внезапных возмущениях. Если же выходной сигнал сделать пропорциональным также первой производной угла, то можно получить устройство, обеспечивающее сохранение динамической устойчивости при коротких замыканиях путем отключения выбранного количества агрегатов. Однако этот вопрос выходит за рамки настоящей статьи и требует дальнейшей разработки. Следует отметить, что величина угла электропередачи связана с запасом статической устойчивости по мощности (при nominalном напряжении и пренебрежении потерями в линии) следующим соотношением:

$$K_p = \frac{1 - \sin \delta}{\sin \delta}.$$

Погрешности в определении угла могут возникать в схеме измерения угла, в схеме получения фазы напряжения приемного конца вследствие того, что измеряемый угол не является углом между точками, в которых поддерживается неизменность напряжения (т. е. вследствие идеализации электропередачи). Рассмотрим основные из этих погрешностей.

Погрешности схемы измерения угла. Основная из них — это погрешность, возникающая вследствие изменения питающих напряжений. Остальные погрешности (от изменения частоты, формы кривой и т. п.) в меньшей степени влияют на точность определения угла. Погрешность в величине угла срабатывания при изменении напряжения зависит от величины начального сдвига δ_0 . Чем меньше разность $\delta_{cr} - \delta_0$, тем меньшую погрешность дает снижение напряжения. Однако при этом требуется значительно большая крутизна выходной характеристики, что связано с увеличением потребления мощности от трансформаторов тока и напряжения.

Величина напряжения на выходе фазочувствительной схемы определяется амплитудой меньшего входного напряжения [Л. 4]. Соотношение напряжения приемного конца электропередачи (U_2) и напряжения на шинах ГЭС (U_1) принято $\frac{U_2}{U_1} = 1,5$.

При таком соотношении напряжений изменение напряжения приемного конца на 30% (больших отклонений не бывает) вызывает изменение напряжения на выходе фазочувствительной схемы всего на 3%, что объясняется неидеальной характеристикой диодов.

За счет выбранного сдвига δ_0 изменение напряжения на выходе фазочувствительной схемы на 10% вызывает изменение угла срабатывания всего на 2—2,5%. Напряжение на шинах ГЭС обычно поддерживается в пределах $\pm 5\%$. Погрешность в определении угла, вызванная такими изменениями напряжения, составляет всего $\pm 1 \div 1,5\%$. Если же напряжение на ГЭС может изменяться больше чем на $\pm 20\%$, то в устройстве может быть установлен специальный стабилизирующий усилитель.

Погрешности при получении напряжения приемного конца электропередачи. При использовании системы телеметрии [Л. 3] возникают дополнительные погрешности по углу, которые не превышают 3—5°. Точность поддержания выходного напряжения составляет около 10%, что соответствует погрешности по углу срабатывания порядка 0,2%. Фантомная схема дает погрешность как по углу, так и по величине напряжения приемного конца. Фазовая погрешность фантомной схемы может быть определена по формуле, которая легко выводится методом наложения:

$$\delta_m = \arctg \frac{\frac{z_m}{z_{12}} \sin \delta}{\frac{z_m}{z_{12}} \cos \delta + 1 - \frac{z_m}{z_{11}}},$$

где z_m — моделируемое сопротивление передачи; z_{11} — собственное сопротивление электропередачи; z_{12} — взаимное сопротивление электропередачи.

На величины собственного и взаимного сопротивлений влияют изменение схемы электропередачи (отключение участков параллельных линий) и изменение мощности нагрузок в промежуточных точках электропередачи. Определение фазовой погрешности при использовании фантомной схемы в случае двухцепной электропередачи 500 кВ длиной 600 км с промежуточной подстанцией при отключении одного из участков показало, что можно обеспечить измерение угла вблизи предельного значения с точностью $\pm 10\%$. Если же использовать не фантомную схему, а определять угол по току линии, то погрешность по углу будет составлять $\pm 25\%$ (при условии неизменности напряжения).

Погрешность, вызванная идеализацией электропередачи. Эта погрешность отсутствовала бы при наличии на электропередаче двух реальных точек, в которых поддерживается постоянство напряжения. В действительности это условие в большинстве случаев выполняется лишь приближенно. Если на ГЭС есть сильное регулирование возбуждения, то оно достаточно точно поддерживает постоянство напряжения на высокой стороне трансформаторов. При других регуляторах возбуждения напряжение на шинах ГЭС не является постоянным; более того, сопротивление схемы от точки измерения напряжения до точки, в которой может быть принято постоянство э. д. с., зависит от числа включенных генераторов. Анало-

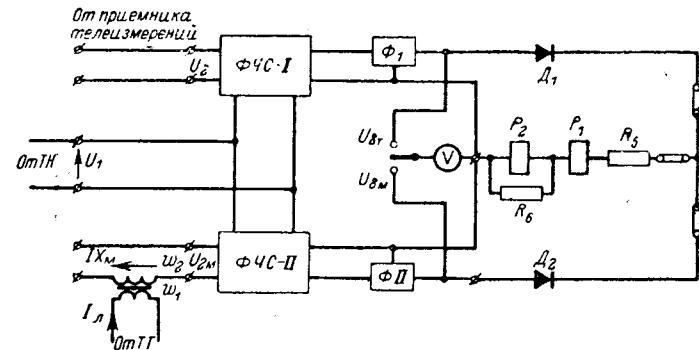


Рис. 4. Схема устройства для автоматического отключения генераторов при увеличении угла электропередачи.

гично на приемном конце электропередачи точка измерения напряжения обычно не является точкой постоянства напряжения, и сопротивление от этой точки до точки, в которой может быть принято постоянство э. д. с., может изменяться при изменении схемы и состава оборудования приемной системы. Влияние этих погрешностей должно оцениваться при выборе уставок автоматики. Расчет предельных углов при этом может производиться аналитически или с помощью статической модели сети. Примеры расчета приведены ниже. Следует особо отметить, что применение фантомной схемы позволяет достаточно точно определять угол только при таких возмущениях, которые не связаны с короткими замыканиями непосредственно на электропере- даче. Поэтому, используя измерение угла для обеспечения синхронной динамической устойчивости при коротких замыканиях, непосредственно на электропере- даче целесообразно применять телеметрию угла.

Примеры выбора уставок автоматики. Пример 1. Одноцепная электропере- дача 220 кВ от ГЭС в систему. Ее схема приведена на рис. 5. На электропере- дачу могут работать 2—4 генератора, имеющие компаундирование с корректором, которое поддерживает постоянство E' . Электропере- дача часто работает с запасом статической устойчивости 5—10%.

Уставка фантомной схемы: для заданной схемы $z_m = 270 \text{ ом}$; на реле устанавливаем:

$$z_{m, \text{вторичное}} = z_m \frac{n_{t,t}}{n_{t,u}},$$

где
 $n_{t,t} = 1000/1$,
 $n_{t,u} = 220000/100$,

$$z_{m, \text{вторичное}} = 270 \frac{1000}{22000} = 123 \text{ ом}.$$

Расчеты показывают, что при изменении числа включенных генераторов угол (от шин 220 кВ ГЭС до точки постоян-

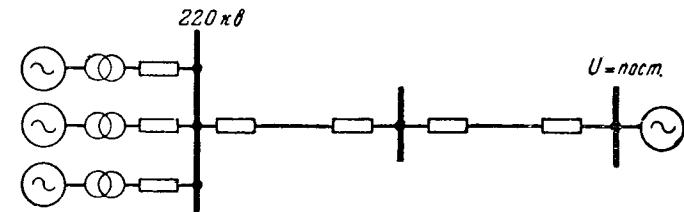


Рис. 5. Схема электропере- дачи к примеру 1.

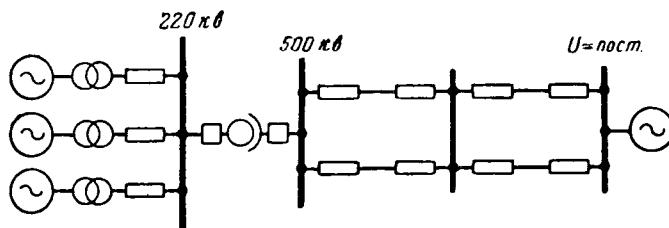


Рис. 6. Схема электропередачи к примеру 2.

ства э. д. с. приемной системы) при полном угле электропередачи 90° меняется следующим образом:

Число генераторов	Угол по линии
4	61°
3	$57,5^\circ$
2	$53,5^\circ$

При изменении напряжения на шинах ГЭС с 220 до 200 кВ угол по линии при работе 3 генераторов меняется от $57,5^\circ$ до $56,5^\circ$ (при неизменном полном угле электропередачи). Таким образом, угол по линии (при полном угле электропередачи 90°) меняется в пределах 53 — 60° . По условиям работы запас статической устойчивости может составлять 5—10%. Согласно этому уставке автоматики выбирается 45° , что соответствует $K_p=4,7\%$. Вследствие погрешностей запас устойчивости, при котором будет происходить отключение, лежит в пределах 4,7—8%.

Пример 2. Двухцепная электропередача 500 кВ от ГЭС в систему с промежуточной подстанцией. Схема электропередачи приведена на рис. 6. Генераторы имеют сильное регулирование возбуждения, которое поддерживает постоянство напряжения на шинах 500 кВ, т. е. обеспечивает устойчивость при углах по линии до 90° . Электропередача обычно работает с запасом статической устойчивости 20—30% в нормальном режиме, но в ремонтных схемах (отключен один участок) возможны меньшие запасы устойчивости (до 8% в соответствии с [Л. 1]).

Для обеспечения запаса статической устойчивости в пределах 20—30% выбираем уставку автоматики 62° ($K_p=15\%$). При изменении состава электропередачи (отключении одного из участков) замер угла с помощью фантомной схемы будет иметь погрешность. Определим согласно (3) погрешность по углу срабатывания при отключении одного из участков электропередачи:

Состав электропередачи $z_{11}, \text{ом}$ $z_{12}, \text{ом}$
Полный состав электропередачи 114 107
Отключен один участок 170 156

Выбираем z_m равное средней величине собственных сопротивлений полного состава электропередачи и электропередачи с одним отключенным участком ($z_m=140 \text{ ом}$), затем определяем вторичное z_m при $n_{\text{т.т.}}=2000/1$, $n_{\text{т.н.}}=500000/100$:

$$z_{\text{вторичное}} = \frac{2000}{5000} = 56 \text{ ом.}$$

Определяем углы срабатывания:

$$\frac{140}{107} \cdot 0,865$$

$$\delta_m = \arctg \frac{140}{107} \cdot 0,5 + 1 - \frac{140}{114} = 68^\circ;$$

$$\frac{140}{156} \cdot 0,865$$

$$\delta_m = \arctg \frac{140}{156} \cdot 0,5 + 1 - \frac{140}{170} = 51^\circ.$$

Полученная погрешность для устройства допустима, так как при этом обеспечивается запас устойчивости от 8 до 28%.

Результаты системных испытаний. Описанное выше устройство было установлено на ГЭС, отдающей мощность в систему по линии 220 кВ. Схема электропередачи и ее параметры в основном соответствуют примеру 1 (рис. 5). Отличие состоит в том, что на ГЭС установлены АРВ сильного действия, которые обеспечивают постоянство напряжения на шинах 220 кВ, что соответствует предельному углу по линии, равному 90° . Уставка автоматики по углу на ГЭС была выполнена с целью предотвращения нарушений устойчивости электропередачи при ее работе с малыми запасами статической устойчивости. Выбор уставок был произведен исходя из следующих соображений: разгрузка генераторов должна производиться, если запас устойчивости становится меньше чем 15%. Такому запасу устойчивости соответствует угол $\delta=62^\circ$. При больших значениях угла (до 80 — 85°) должен отключаться один из генераторов.

После наладки аппаратуры и установки выбранных уставок для проверки правильности работы и эффективности автоматики были проведены системные испытания, состоявшие из трех опытов: 1) повышение активной мощности; 2) потеря возбуждения на одном из генераторов; 3) несинхронное АГП на одной из электропередач приемной системы. Перед опытами на реле были установлены следующие уставки:

P_1 (реле разгрузки), угол срабатывания 62° ;

P_2 (реле отключения), угол срабатывания 1 уставка — 79° , 2 уставка — 83° .

Опыт 1. Повышение активной мощности. Перед опытом по линии передавалась мощность, равная 150 Мвт. Напряжение на шинах 220 кВ ГЭС составляло 239 кВ. Повышение мощности по линии производилось ступенями по 10 Мвт. При угле по линии 62° , соответствовавшем мощности 220 Мвт, срабатывало реле P_1 и подало импульс на разгрузку генераторов, что предотвратило нарушение нормальной работы.

Опыт 2. Потеря возбуждения на одном из генераторов. Уставка на реле P_2 83° . Перед опытом по линии передавалась мощность, равная 200 Мвт. Напряжение на шинах 220 кВ ГЭС составляло 244 кВ. С помощью АГП гасилось поле одного из генераторов. Происходящий процесс записывался на осциллографе. Из осциллограммы (рис. 7) видно, что после потери возбуждения одного из генераторов угол по линии передачи начинает расти. При угле 62° срабатывает реле P_1 и дает сигнал на закрытие направляющего аппарата. Рост угла продолжается, и при угле 83° (2-я уставка) реле P_2 дает сигнал на отключение генератора. После отключения ге-

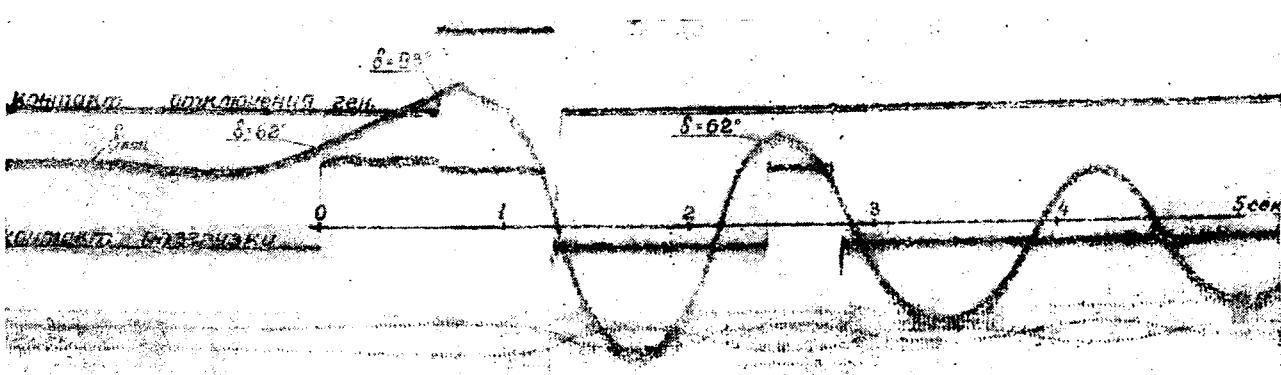


Рис. 7. Осциллограмма опыта системных испытаний устройства.

Применение метода статистических испытаний к расчету режимов в электрических системах с тяговыми нагрузками

Инж. Р. П. БИРЮКОВА, канд. техн. наук Д. В. ТИМОФЕЕВ

ВНИИЭ

и инж. В. И. ПОКРОВСКАЯ

Энергосетьпроект

В современных электрических системах многие нагрузки являются случайными, изменяющимися быстро или медленно во времени. Изменения величин активных и реактивных составляющих фазных токов таких нагрузок подчиняются вероятностным законам и описываются плотностью (функцией) распределения системы их случайных величин.

Наиболее характерны с этой точки зрения тяговые нагрузки электрифицированных железных дорог и городского транспорта, нагрузки электроплавильных печей, прокатных станов, сельского хозяйства, бытовые и многие другие нагрузки.

В данной статье освещается первый опыт применения вероятностного метода к расчету состояния электрической сети. По методике, описанной в [Л. 1], произведен расчет одномерных функций распределения системы случайных величин модулей: а) напряжения прямой и обратной последовательностей в различных пунктах сложной схемы мощной протяженной электрической системы СССР и б) линейных напряжений на шинах 27,5 кв тяговых подстанций переменного тока, присоединенных через сеть внешнего электроснабжения к той же системе.

Исследование режимов напряжений. Расчеты режимов напряжений выполнены на ЭЦВМ «Урал-2» по программам, разработанным ВНИИЭ, для оценки состояния электрической системы при непрерывно изменяющихся комплексных случайных величи-

нах тяговых и неизменных во времени всех остальных нагрузок.

На рис. 1 изображена упрощенная принципиальная схема рассматриваемой электрической системы.

Железная дорога электрифицирована частично на постоянном токе (подстанции 1—17) и частично на однофазном токе промышленной частоты (подстанции 1Т—19Т). Среднее значение суммарных тяговых нагрузок постоянного тока составляет примерно 2%, а переменного тока — 4% суммарной нагрузки системы. Значения мощностей нагрузок местной сети, присоединенной к третьей обмотке общих понижающих трансформаторов подстанций переменного тока, составляют 20—230% средней мощности тяговых нагрузок переменного тока соответствующей подстанции.

Тяговые нагрузки заданы средними значениями полных мощностей по подстанциям и приняты (из-за отсутствия данных) одинаковыми по фазам.

Средние статистические значения и функции распределения относительных величин полных фазных токов тяговых нагрузок, соответствующие заданным плотностям движения поездов, заимствованы из [Л. 1]¹.

¹ В [Л. 1] приведены функции распределения относительных величин полных фазных токов тяговых нагрузок, построенных по данным измерений, обработанных методом математической статистики.

нератора рост угла прекратился и через 12 сек качания практически затухли.

Опыт 3. Несинхронное АПВ на одной из линий электропередач приемной системы. Уставка на реле P_2 79°. Перед опытом по линии передавалась мощность, равная 200 Мвт. Напряжение на шинах 220 кв ГЭС составляло 240 кв. В момент несинхронного АПВ на одной из линий, питающих приемную систему, посадка напряжения на шинах этой системы составила 10%. При этом начались синхронные качания генераторов ГЭС по отношению к системе. Реле P_1 срабатывало в каждом цикле качаний при угле по линии 62°. При росте угла до 79° сработало реле P_2 и отключило один генератор. После отключения генератора качания быстро затухли.

Во время опытов автоматика работала успешно, предотвращая нарушение устойчивости по линии. Таким образом, проведенные испытания подтвердили работоспособность и эффективность устройства.

Выводы. 1. Устройство автоматической разгрузки и отключения гидрогенераторов при повышении угла электропередачи позволяет надежно передавать мощность от ГЭС с малыми запасами статической устойчивости.

2. Для измерения угла электропередачи во всех случаях может использоваться телепередача фазы.

При одноцепных электропередачах, а иногда и в более сложных схемах может использоваться местный датчик — фантомная схема. Целесообразно совместное использование обоих способов.

3. Следует продолжить работу по усовершенствованию устройства введением элемента, реагирующего на производные изменения угла, что должно позволить существенно повысить динамическую устойчивость.

Литература

1. Основные положения и временные руководящие указания по определению устойчивости энергетических систем, изд-во «Энергия», 1964.

2. Соловьев С. А., Беркович М. А., Режимная автоматика мощных гидроэлектростанций и электропередач 400—500 кв, «Электрические станции», 1962, № 8.

3. Быховский Я. Л., Израилев Р. А., Микунец Г. В., Скитальцев В. С., Соколов В. Б., Новые работы по высокочастотным каналам телемеханики, «Автоматика и телемеханика», 1961, № 2.

4. Назаров Ю. Г., Фазочувствительная схема как орган направления мощности, «Электричество», 1956, № 11.

[28.5.1966]

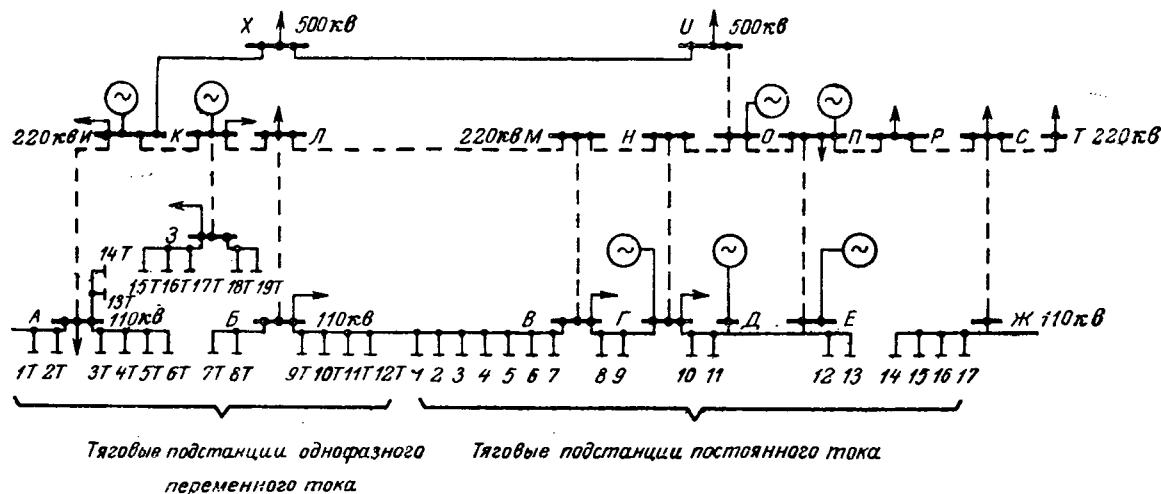


Рис. 1. Принципиальная схема системы и внешнего электроснабжения подстанций постоянного и переменного тока.

— сети 110 и 500 кв; —— сети 220 кв нагрузки симметричные; А, Б, В и т. д. — районные подстанции.

Плотности движения поездов заданы по участкам дороги в пределах от 30 до 120 пар поездов в сутки.

Входные и общие сопротивления прямой и обратной последовательностей схемы замещения системы вычислены на ЭЦВМ «Урал-2» по программе, разработанной ОАТН института Энерготехпроект.

Исходные значения напряжений в основных узлах энергосистемы определены расчетом оптимального режима для максимальных величин мощностей всех районных нагрузок в зимний день при средних значениях мощностей тяговых нагрузок. Расчет производился по программе, разработанной Сибирским энергетическим институтом на ЭЦВМ М-20.

Схема принята симметричной с линейными параметрами элементов цепей.

Чередование присоединения фаз контактной сети переменного тока к трехфазной системе принято циклическим.

Энергосистемой заданы следующие пределы отклонения линейных напряжений:

а) на шинах 27,5 кв тяговых подстанций переменного тока $-12,7$ и $+1,8\%$ номинального напряжения $U_n=27,5$ кв, что соответствует 24—28 кв;

б) на шинах 11 кв тяговых подстанций постоянного тока $\pm 2,9\%$ номинального напряжения $U_n=10,5$ кв, что соответствует 10,2—10,8 кв.

На зажимах третьей обмотки общих понижающих трансформаторов, к которой присоединена местная сеть, пределы отклонения напряжения не заданы и приняты равными $\pm 5\%$ номинального напряжения $U_n=35$ или 10,5 кв.

Допустимых технико-экономически обоснованных величин напряжений (токов) обратной последовательности при непрерывно изменяющихся их значениях и при наличии переменных напряжений (токов) высших гармонических, нет². Поэтому для оценки приемлемости несимметричных режимов приняты допустимые значения напряжений обратной последовательности, рекомендуемые в [Л. 1].

Расчеты исходной информации (входных и общих сопротивлений прямой и обратной последовательностей схемы, а также исходных значений напряжений прямой последовательности в основных узлах схемы при оптимальном режиме) и функций распределения системы искомых случайных величин выполнялись по нескольким программам, а промежуточная обработка информации осуществлялась вручную.

В настоящее время во ВНИИЭ ведутся разработки по созданию единой обобщенной программы для расчета таких режимов. Это позволяет полностью исключить труд инженера по промежуточной обработке информации.

Время, необходимое для расчета:

а) одной функции распределения при 40 переменных и при 1 000 испытаниях составляет 8 мин;

б) входных и общих сопротивлений прямой или обратной последовательности для заданной схемы с выдачей результатов расчета — 20 мин;

в) исходных величин напряжений в основных узлах системы при заданных неизменных нагрузках и при оптимальном режиме ее работы — 25 мин.

Расчетом определены функции распределения системы случайных величин при номинальных значениях коэффициентов трансформации понижающих трансформаторов:

а) напряжений прямой последовательности на первичной стороне понижающих трансформаторов всех тяговых подстанций постоянного и переменного токов, на вторичной стороне тяговых подстанций переменного тока и в основных узлах электрической системы;

б) линейных напряжений на зажимах тяговых обмоток общих понижающих трансформаторов подстанций переменного тока;

в) напряжений обратной последовательности на зажимах первичной и третьей обмоток (к которой присоединена местная сеть) общих понижающих трансформаторов тяговых подстанций переменного тока и в некоторых других пунктах электрической системы.

В таблице приведены предельные значения напряжений прямой последовательности и линейных напряжений на шинах тяговых подстанций, а на рис. 2, а, б, в и 3 — функции распределения системы

² Во ВНИИЭ составлен проект ГОСТ на качество электрической энергии, который в настоящее время находится на рассмотрении в комитете стандартов.

№ подстан- ций	Предельные отклонения											
	линейных напряжений на стороне 27,5 кВ тяговых подстанций переменного тока				напряжений прямой последовательности				Значения напряжений обратной последовательности U_2 на стороне ВН и СН тяговых трансформаторов			
	на стороне 110 кВ		на 3-й обмотке тяговых трансформаторов		на стороне 110 кВ		на 3-й обмотке тяговых трансформаторов		на стороне 110 кВ		на 3-й обмотке тяговых трансформаторов	
	$\Delta U_{\text{л.с.}}$ %	$\Delta U_{\text{л.в.с.}}$ %	ΔU_1 , %	$\Delta U_{1\text{ср.}}$ %	мин.	макс.	мин.	макс.	мин.	макс.	ВН	СН
	мин.	макс.	мин.	макс.	мин.	макс.	мин.	макс.	ВН	СН	ВН	СН
1T	-0,36	9,8	1,45	9,1	6,6	8,9			0,77	1,64	1,54	3,02
2T	5,1	9,1	4,4	8,7	8,4	10,0			0,61	2,03	1,48	3,46
3T	9,1	12,4	6,5	10,5	7,5	9,3			1,04	0,76	2,1	2,24
4T	2,9	9,1	4,7	11,3	6,8	10,1			0,53	1,04	1,59	2,81
5T	1,1	12,7	3,3	13,5	5,9	10,8			0,7	1,42	2,3	3,76
6T	8,7	15,8	8,0	14,1	6,6	11,6	11,8	17,9	0,68	1,60	2,1	3,76
7T	8,7	13,5	4,4	13,5	8,8	12,8			1,2	1,96	2,91	4,22
8T	5,1	13,1	9,8	13,5	9,5	13,7	7,3	13,6	0,99	0,53	2,30	1,27
9T	10,2	14,2	6,2	14,2	11,3	14,2	9,3	13,0	0,30	0,41	0,82	0,95
10T	7,3	10,5	5,8	11,3	8,1	10,8	5,7	11,2	0,19	0,12	0,38	0,29
11T	3,3	9,4	6,5	10,5	3,6	8,3	3,1	6,7	0,13	0,08	0,34	0,19
12T	5,1	7,6	-1,45	5,5	3,1	6,1	1,8	5,7	0,02	0,03	0,08	0,07
13T	-0,36	8,7	-23,5	8,7	5,0	8,6						
14T	-14,7	10,2	1,8	8,4	3,8	9,0	1,9	6,7	1,32	4,09	5,96	11,2
15T	1,45	7,3	-20,2	8,0	-2,1	5,1			2,92		7,30	
16T	5,5	10,2	-13,4	10,9	-0,4	7,9			1,84		5,85	
17T	-7,9	13,1	7,3	12,7	6,7	12,2			1,02		4,30	
18T	6,5	12,7	-6,5	12,7	10,4	14,1	6,4	11,1	1,0	1,62	3,72	5,75
19T	6,5	10,9	8,4	17,8	6,6	13,2	1,0	11,4	1,70	2,99	7,00	12,15
1	-2,9	2,0			1,1	4,1	-1,8	2,2	0,02	0,91	0,08	2,34
2	-2,0	2,0			0,1	3,2	-1,6	2,5				
3	+2,9	6,7			0,9	4,0	-2,1	0,5				
4	-2,0	2,9			1,7	4,2	-0,8	3,0				
5	1,0	3,9			2,9	5,0						
6	3,0	4,9			4,1	5,9						
7	2,0	4,9			4,7	6,2	0,8	4,0				
8	6,7	8,5			4,7	5,9	0,5	2,2				
9	8,5	10,1			4,7	6,2						
10	7,6	10,1			4,4	6,2						
11	7,6	10,2			5,1	7,1						
12	8,5	10,0			5,9	7,0						
13	-12,1	-6,0			0,3	4,2						
14	-10,5	+5,8			-9,6	-0,1						
15	-15,3	+4,8			-9,1	0,2						
16	-14,3	-7,6			-15,3	-8,8						
17	-5,7	-1,0			-6,1	-1,1	-11,5	-6,8				

Примечание. Величины даны в процентах номинального напряжения соответствующей обмотки. Номинальные значения $U_d=27,5 \text{ кВ}$, $U_s=10,5 \text{ кВ}$.

случайных величин напряжения прямой и обратной последовательностей и линейных напряжений на шинах нескольких подстанций постоянного и переменного токов.

В результате обработки данных расчетов выявлено следующее.

1. Напряжения прямой последовательности на шинах 110 кВ:

а) всех тяговых подстанций изменяются в пределах $U_{1\text{макс.}} \approx (1,02 \div 1,13) U_{1\text{мин.}}$;

б) достигают наибольших величин на подстанциях 5T—10T и 17T—19T, превышают максимальные значения напряжений ответвлений трансформаторов, но не превосходят величин, допустимых по условиям их возбуждения, за исключением подстанции 6T, где их величины превышают на 1,5% допустимое напряжение в течение 15% времени суток;

в) достигают наименьших величин на подстанциях 14—17, значения которых ниже минимального значения напряжений ответвлений трансформаторов.

Важно при этом отметить, что величины напряжений на первичных зажимах понижающих трансформаторов не снижаются ниже номинального напряжения их основных выводов, кроме подстанций 15T, 16T и 14—17.

На вторичных зажимах понижающих трансформаторов, к которым присоединена местная сеть и трансформаторы выпрямителей, величины напряжений прямой последовательности изменяются в широких пределах $U_{1\text{макс.}} \approx (1,02 \div 1,24) U_{1\text{мин.}}$ и не выходят за пределы возможного регулирования их с помощью регулятора напряжения под нагрузкой (РПН), за исключением подстанций 6T и 13—17.

Общая продолжительность напряжений прямой последовательности, выходящих за пределы допустимых наименьших и наибольших значений при выбранных ответвлений, как правило, не более 5—10% времени суток.

2. На шинах местной сети некоторых подстанций переменного тока и в нескольких пунктах электрической системы напряжения обратной последовательности превышают допустимые значения.

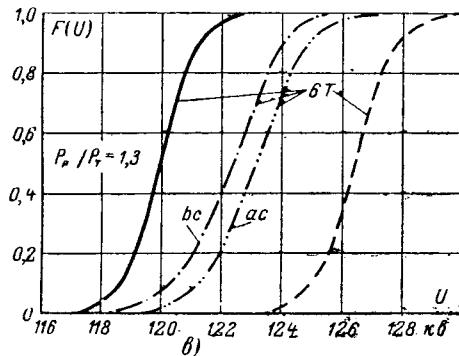
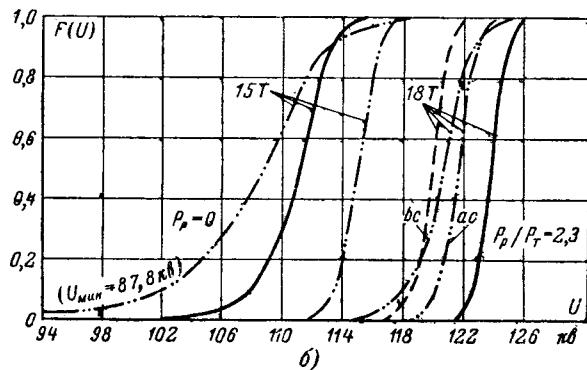
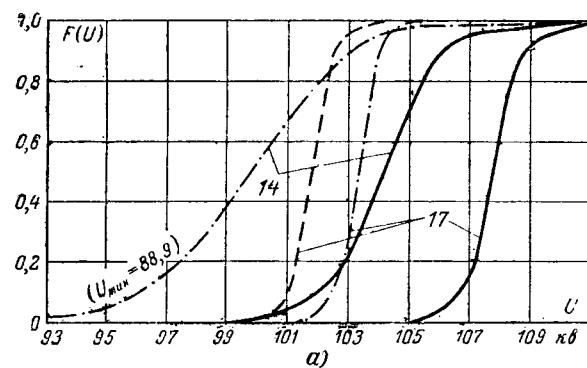


Рис. 2. Функции распределения величин напряжения.
 а — на подстанциях постоянного тока; б — на подстанциях переменного тока с симметричной районной нагрузкой и без нее;
 в — на подстанциях переменного тока с синхронными компенсаторами; — напряжения прямой последовательности на первичных зажимах понижающих трансформаторов; — на зажимах тяговых обмоток подстанций постоянного тока; — — — на шинах местной сети; — — — линейные напряжения на шинах 27,5 кв подстанций переменного тока

В периоды времени, когда симметричные нагрузки снизятся, а тяговые останутся прежними, количество таких пунктов может увеличиться при одновременном увеличении величин напряжения обратной последовательности в ранее выявленных пунктах сети.

3. Диапазон отклонения линейных напряжений на шинах 27,5 кВ достаточно широк и изменяется в пределах $U_{\max} \approx (1,03 \div 1,42) U_{\min}$.

Величины линейных напряжений уменьшаются до 76,5% (подстанция 13Т) и повышаются до 117,8% (подстанция 19Т) номинального, снижаясь до $-3,6\%$ ниже и повышаясь до $+5\%$ выше допу-

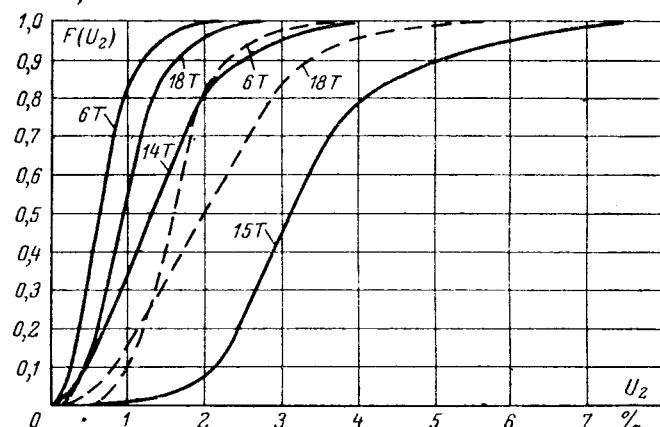


Рис. 3. Функции распределения величин напряжения обратной последовательности.

— на первичных зажимах; — на зажимах 6—10 кв общих понижающих трансформаторов.

стимых значений, если представляется возможным без ограничений автоматически регулировать напряжение с помощью трехфазного РПН. При ограниченных возможностях регулирования напряжения трехфазными РПН отклонения линейных напряжений будут выходить за пределы допустимых значений значительно больше указанных величин. Существенно отметить, что минимальные напряжения на отстающих нагруженных фазах шин 27,5 кв подстанций 12Т—18Т снижаются ниже номинального значения, в то время как на опережающих нагруженных фазах они выше. Наибольшие же величины линейных напряжений на обеих нагруженных фазах шин 27,5 кв большинства подстанций имеют практически одинаковые значения, а их величины, приведенные к напряжению 110 кв, превышают значения напряжений прямой последовательности, приложенные к первичным обмоткам трансформаторов.

4. Линейные напряжения опережающих нагрузженных фаз шин 27,5 кв, превышающие допустимые наибольшие значения (при автоматическом идеальном регулировании напряжения), поддерживаются в течение 5—70% времени суток, а их минимальные значения не снижаются ниже допустимых значений. Линейные напряжения отстающих нагрузженных фаз, превышающие допустимые значения, поддерживаются в течение 2—35% времени суток, а минимальные их значения, снижающиеся ниже допустимых величин на четырех подстанциях, поддерживаются в течение не более 5% времени суток.

Анализ результатов расчета. Большие пределы и различия в пределах отклонения линейных напряжений нагруженных фаз шин 27,5 кв, а также значительный сдвиг между функциями распределения их величин обусловлены влиянием несимметричных нагрузок своей и других подстанций. Это влияние проявляется в большей степени, как и следовало ожидать, на подстанциях, где районных нагрузок нет (подстанции 13Т, 15Т-17Т) или где они малы (подстанция 14Т). При нагрузках, соизмеримых с тяговыми (подстанция 6Т) или значительно превышающих их (подстанция 18Т), и при расположении подстанций электрически ближе к питающей

системе, величины напряжений обратной последовательности на шинах 27,5 кв меньше, а следовательно, и отклонения линейных напряжений на шинах этих подстанций также меньше. Особенно наглядно это выявляется при сопоставлении функций распределения (рис. 2 и 3) подстанций 6Т, 15Т и 18Т. Так, на подстанции 6Т благодаря симметрирующему влиянию синхронного компенсатора и значительной районной нагрузке диапазон отклонения линейных напряжений существенно уменьшался по сравнению с подстанцией 5Т, несмотря на ее большую удаленность от системы.

Уменьшить диапазон отклонения линейных напряжений на шинах 27,5 кв только изменением коэффициента трансформации одновременно в трех фазах общих понижающих трансформаторов с помощью РПН [Л. 2] не представляется возможным, так как величины напряжений:

а) нагруженных фаз изменяются взаимно при слабой стохастической связи;

б) превышающие допустимые значения на опережающих нагруженных фазах поддерживаются в течение 5—70% времени суток, а на отстающих — в течение 2—35% времени суток и

в) уменьшаются ниже допустимых значений на отстающих нагруженных фазах и не снижаются ниже допустимых величин на опережающих фазах.

Чтобы поддерживать напряжение на шинах 27,5 кв в целесообразных пределах и максимально использовать для этой цели возможности трехфазных РПН, установленных на действующих трансформаторах, необходимо существенно уменьшить диапазон отклонения линейных напряжений и сблизить их значения на разных фазах. Это можно выполнить симметрированием режима на шинах 27,5 кв подстанций; при этом одновременно будет симметрироваться режим и в местной сети.

В таких условиях РПН будет регулировать напряжение прямой последовательности в зависимости от отклонения его величин на шинах подстанций, а количество его срабатываний может существенно уменьшиться. Если же симметрирование не будет осуществлено, а регулирование напряжения намечается производить только РПН, то уменьшатся лишь те большие значения напряжений, которые будут появляться на опережающей и 3-й фазах, а наименьшие их значения не увеличатся. Следует отметить, что диапазон отклонения линейных напряжений может остаться практически прежним, а качество напряжения при этом улучшится, но незначительно. При такой системе регулирования напряжения средние статистические значения его могут даже уменьшаться, но это не является показателем снижения качества напряжения, а является скорее показателем невозможности эффективно использовать РПН в данных условиях и повышать минимальные значения напряжений с помощью РПН без симметрирования режима.

Пофазное регулирование напряжения на шинах 27,5 кв можно осущест-

вить с помощью однофазных вольтодобавочных трансформаторов.

Оптимальный вариант определяется технико-экономическим расчетом.

В связи с необходимостью решать задачи регулирования напряжения и симметрирования режимов на тяговых подстанциях переменного тока следует определить, какими наименьшими и наибольшими значениями напряжений прямой последовательности и линейных напряжений можно пренебречь и какими нельзя. Высказываются мнения о том, что можно пренебречь всеми значениями напряжений с интегральной вероятностью до 0,05—0,1 и более 0,9—0,95, так как при таких вероятностях их продолжительность мала. Однако по данным ВНИИЭ (рис. 4) видно, что хотя вероятность малых или больших величин напряжений и невелика, но продолжительность их в каждом случае измеряется несколькими минутами. Из этого следует, что при интегральной вероятности до 0,05—0,1 общая продолжительность работы электропоездов в сутки при пониженном напряжении может достигать 70—140 мин, причем это будет иметь место в периоды наибольшей плотности движения поездов. Остается пока неясным, что экономически целесообразней: снижать ли скорость движения поездов в указанных случаях или же вкладывать дополнительные средства на симметрирование режима или на установку однофазных вольтодобавочных трансформаторов для осуществления независимого пофазного регулирования напряжений. Дополнительными симметрирующими статическими устройствами (поперечными фильтрами) одновременно можно: а) симметрировать режим не только на шинах 27,5 кв, но и в местной сети и в системе; б) компенсировать реактивную составляющую мощности тяговых и районных приемников электрической энергии в пунктах их установки; в) шунтировать электрическую систему на частоте гармоник, нежелательных в ней и г) уменьшить диапазон отклонения линейных напряжений. В результате, благодаря применению поперечных фильтров повышается экономичность работы энергосистемы и электрифицированных железных дорог.

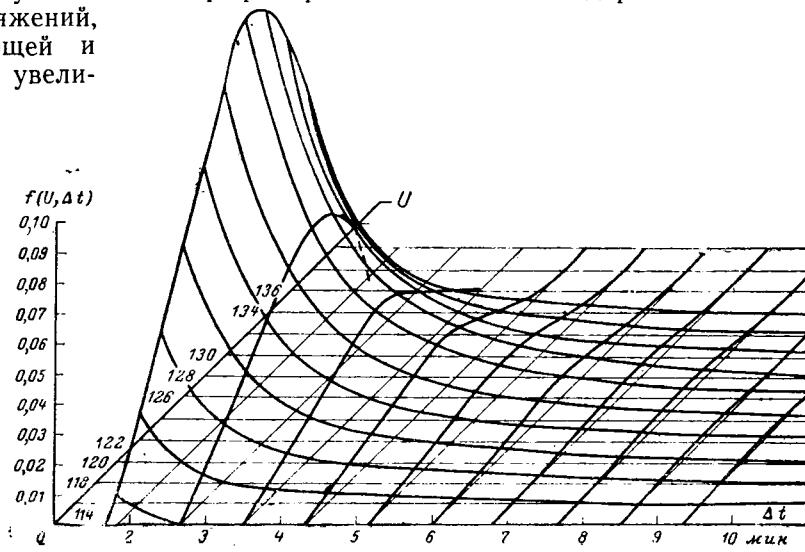


Рис. 4.

При установке однофазных вольтодобавочных трансформаторов может решаться вопрос независимого регулирования напряжения как по фазам шин 27,5 кв, так и между вторичными обмотками трехобмоточных понижающих трансформаторов, однако не решаются остальные вопросы.

Значительные отклонения напряжений на подстанциях 14—16 обусловлены несоответствием установленных трансформаторов на этих подстанциях и параметров питающей сети заданным нагрузкам и их удаленности. С помощью РПН можно уменьшить пределы отклонения напряжений на шинах 10 и 35 кв этих подстанций, однако целесообразность работы при таких значениях напряжений нуждается в обосновании. Приведение параметров сети и трансформаторов в соответствие с нагрузками и их удаленностью может повысить экономическость работы сети и железнодорожного транспорта.

Законы распределения системы случайных величин могут существенно отличаться (рис. 2 и 3) от нормального распределения и приближаться к нему при одних и тех же исходных информаций. Поэтому во избежание значительной ошибки расчет системы случайных величин следует производить по функциям распределения исходных величин, а не по числовым характеристикам нормального распределения. Расчет режимов в электрических сетях внешнего электроснабжения электрифицированных железных дорог по средним значениям задающих фазных токов тяговых нагрузок недопустим.

При существующей системе контроля напряжения (по щитовым указательным приборам) эксплуатационный персонал не в состоянии оценивать качество напряжения за определенный промежуток времени и правильно выбрать целесообразные способы и средства улучшения его качества. Поэтому необходимо применять обобщенный статистический контроль, позволяющий легко определять параметры режима напряжений и по ним выбирать средства и способы улучшения качества его. Кроме

того, требуется разработать критерий оценки качества напряжения и его оптимальные параметры.

Вычисленные функции распределения системы случайных величин напряжения прямой последовательности и линейных напряжений не учитывают влияния всех изменяющихся нагрузок электрической системы. Чтобы учесть это влияние на режим напряжения, необходимо располагать методом расчета таких режимов и вероятностными характеристиками всех нагрузок системы.

Выводы. 1. Расчет линейных напряжений, напряжений прямой и обратной последовательностей на шинах тяговых подстанций постоянного и переменного тока следует производить вероятностным методом (по функциям распределения случайных величин задающих токов), даже если сеть внешнего электроснабжения железных дорог присоединяется к мощной протяженной электрической системе.

2. Необходимо разработать критерий оценки качества напряжения и определить его оптимальные параметры. Целесообразно ввести статистический контроль за напряжением на тяговых подстанциях.

3. Симметрированием режима на шинах 27,5 кв можно значительно уменьшить пределы отклонения фазных (линейных) напряжений, а функции распределения их величин приблизить к распределению напряжения прямой последовательности и тем самым создать благоприятные условия для существенного улучшения режима напряжения на шинах 27,5 кв регулированием его значений трехфазным РПН.

Литература

1. Тимофеев Д. В., Режимы в электрических системах с тяговыми нагрузками, изд-во «Энергия», 1965.
2. Бородулин Б. М., Регулирование напряжения на тяговых подстанциях электрифицированных железных дорог, Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, изд. Энергетического института им. Г. М. Кржижановского, 1961.

[4.7.1966]



Комплексные схемы замещения для расчета токов при повреждениях в двух точках электрической системы

Инж. В. Г. ГАЛЬПЕРИН

Теплоэлектропроект

Повреждение в двух точках электрической системы — аварийный режим. Поэтому при решении ряда практических задач проектирования и эксплуатации электрических систем (анализ действия релейной защиты, определение влияния токов повреждения на провода связи и др.) важно знать распределение токов и напряжений при таких авариях в системе.

В настоящее время широко применяется присоединение трансформаторных подстанций к ответвлениям от линий электропередачи при помощи отключателей с короткозамыкателями. Короткозамыкатель срабатывает как при действии основной релейной защиты трансформатора, которое имеет место при повреждениях в самом трансформаторе или на его вводах, так и при действии резервной защиты, когда повреждение происходит в примыкающей к трансформатору сети. Таким образом повреждение в трансформаторе или сети за ним в сочетании с коротким замыканием, обусловленным срабатыванием короткозамыкателя, представляет собой повреждение в двух точках системы.

Расчет токов короткого замыкания при двухкратном повреждении вызывает известные трудности.

Для расчета токов при повреждении в трансформаторе с одновременным коротким замыканием на его вводах был предложен метод с использованием принципа наложения [Л. 1]. Расчет по этому методу ведется в два этапа. Сначала при трехфазном коротком замыкании на вводах низшего напряжения трансформатора определяется остаточное напряжение в точке присоединения короткозамыкателя. Выбор такого вида повреждения сделан для упрощения. Ему соответствует повреждение в трансформаторе. Затем при напряжении, полученном на первом этапе, вычисляется ток одно- или двухфазного короткого замыкания. Окончательный результат получается путем наложения токов первого и второго режимов.

Подобный метод дает неточный результат (см. примерный расчет) и не позволяет производить вычисление непосредственно на расчетных установках. Здесь приходится рассчитывать два режима.

В настоящей работе рассмотрены комплексные схемы замещения для расчета токов при повреждениях в двух точках электрической системы. Эти схемы позволяют рассчитывать аварийный режим как аналитически, так и на расчетных установках.

Трехфазное короткое замыкание в одной точке и однофазное на землю в другой точке электрической системы. Предположим, что в расчетной точке K_1 электрической системы, изображенной на рис. 1, произошло трехфазное короткое замыкание, а в расчетной точке K_2 — однофазное короткое замыкание на землю. Для трехфазного короткого замыкания в точке K_1 можно составить следующие

граничные условия для токов и напряжений в месте повреждения:

$$\left. \begin{aligned} I_A^{(3)} + I_B^{(3)} + I_C^{(3)} &= 0; \\ U_{AB}^{(3)} = U_{BC}^{(3)} = U_{CA}^{(3)} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $I_A^{(3)}$, $I_B^{(3)}$ и $I_C^{(3)}$ — фазные токи в точке трехполюсного короткого замыкания; $U_{AB}^{(3)}$, $U_{BC}^{(3)}$ и $U_{CA}^{(3)}$ — линейные напряжения в той же точке.

Однофазное короткое замыкание в точке K_2 приводит к протеканию по всей системе, в том числе и через точку повреждения K_1 , токов как прямой, так и обратной последовательностей.

Для симметричных составляющих токов и напряжений в расчетной точке K_1 имеем:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ка1}}^{(3)} &= \frac{1}{3} (U_A^{(3)} + aU_B^{(3)} + a^2U_C^{(3)}) = 0; \\ U_{\text{ка2}}^{(3)} &= \frac{1}{3} (U_A^{(3)} + a^2U_B^{(3)} + aU_C^{(3)}) = 0; \\ I_{\text{к0}}^{(3)} &= \frac{1}{3} (I_A^{(3)} + I_B^{(3)} + I_C^{(3)}) = 0, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $U_{\text{ка1}}^{(3)}$ — напряжение прямой последовательности в расчетной точке K_1 ;

$U_{\text{ка2}}^{(3)}$ — напряжение обратной последовательности в точке K_1 ;

$I_{\text{к0}}^{(3)}$ — ток нулевой последовательности в точке K_1 ;

$U_A^{(3)}$, $U_B^{(3)}$ и $U_C^{(3)}$ — фазные напряжения в точке K_1 ; a и a^2 — фазные множители.

Для однофазного короткого замыкания в расчетной точке K_2 граничные условия позволяют легко получить хорошо известные соотношения симметричных составляющих токов и напряжений в месте повреждения [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{ка1}}^{(1)} = I_{\text{ка2}}^{(1)} = I_{\text{к0}}^{(1)} &= \frac{1}{3} I_{\text{кA}}^{(1)}; \\ U_{\text{ка1}}^{(1)} = U_{\text{ка2}}^{(1)} + U_{\text{к0}}^{(1)} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

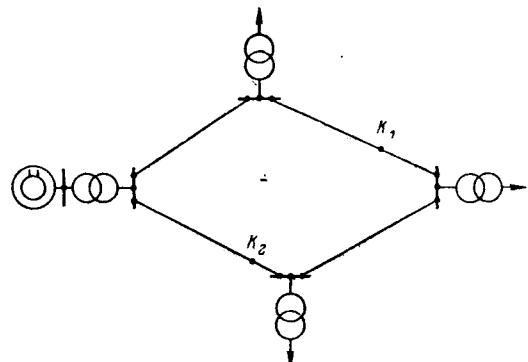


Рис. 1. Схема электрической системы.

Рассмотрим теперь схемы отдельных последовательностей. Схема прямой последовательности (Z_1) имеет три особые точки: H_1 — точку присоединения результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности, K_{11} — точку трехполюсного короткого замыкания и K_{21} — точку однофазного короткого замыкания. Схема обратной последовательности (Z_2) также имеет три особые точки: H_2 — точку присоединения результирующей э. д. с., K_{12} — точку трехполюсного короткого замыкания и K_{22} — точку однофазного короткого замыкания. Схема нулевой последовательности (Z_0) имеет две особые точки: H_0 — точку присоединения результирующей э. д. с. и K_{20} — точку однофазного короткого замыкания.

В точке K_{11} схемы прямой последовательности напряжение прямой последовательности $\dot{U}_{ka1}^{(1)}$ согласно уравнениям (2) равно нулю. Поэтому ее можно соединить с нулевой точкой результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности. В точке K_{21} напряжение прямой последовательности поврежденной фазы (допустим, фазы a) в месте короткого замыкания связано с напряжениями других последовательностей условием

$$\dot{U}_{ka1}^{(1)} = -(\dot{U}_{ka2}^{(1)} + \dot{U}_{ko}^{(1)}). \quad (4)$$

В точке K_{12} схемы обратной последовательности напряжение обратной последовательности $\dot{U}_{ka2}^{(3)}$ согласно уравнениям (2) равно нулю. Поэтому ее можно соединить с точкой H_2 , где напряжение также равно нулю. В точке K_{22} схемы обратной последовательности напряжение обратной последовательности поврежденной фазы равно $\dot{U}_{ko}^{(1)}$.

Величина и распределение токов обратной последовательности не изменится, если из напряжений всех особых точек схемы вычесть величину $+(\dot{U}_{ka2}^{(1)} + \dot{U}_{ko}^{(1)})$. Тогда напряжение в точке H_2 станет равным $-(\dot{U}_{ka2}^{(1)} + \dot{U}_{ko}^{(1)})$, а в точке K_{22} — $\dot{U}_{ko}^{(1)}$.

В точке K_{20} схемы нулевой последовательности напряжение нулевой последовательности равно $\dot{U}_{ko}^{(1)}$. Величина и распределение токов нулевой последовательности не изменится, если из напряжений всех особых точек схемы вычесть величину $\dot{U}_{ko}^{(1)}$. Тогда напряжение в точке H_0 станет равным $-\dot{U}_{ko}^{(1)}$, а в точке K_{20} — равным нулю.

Схемы обратной последовательности будут иметь одинаковые напряжения. Однаковы будут также напряжения точек K_{21} — схемы прямой последовательности и H_2 — схемы обратной последовательности, а также точек K_{20} схемы нулевой последовательности и нулевой точки результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности.

Соединяя точку K_{21} с точкой H_2 , точку K_{22} с точкой H_0 и точку K_{20} с нулевой точкой результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности, получим комплексную схему замещения, отвечающую установленным выше соотношениям для симметричных составляющих напряжений и токов в точках коротких замыканий (рис. 2).

Трехфазное короткое замыкание в одной точке и двухфазное в другой точке электрической системы. Предположим, что в расчетной точке K_1 электрической системы (рис. 1) имеет место трехфазное короткое замыкание, а в точке K_2 — двухфазное.

Для симметричных составляющих токов и напряжений в расчетной точке K_1 имеем соотношения, аналогичные выражениям (2).

Для двухфазного короткого замыкания в расчетной точке K_2 граничные условия позволяют получить известные соотношения для симметричных составляющих токов и напряжений в месте повреждения [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{ka1}^{(2)} &= U_{ka2}^{(2)}; \\ \dot{i}_{ka1}^{(2)} &= -\dot{i}_{ka2}^{(2)}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Схема прямой последовательности имеет три особые точки: H_1 — точку приложения результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности, K_{11} — точку трехфазного короткого замыкания и K_{21} — точку двухфазного короткого замыкания.

Схема обратной последовательности также имеет три особые точки: H_2 — точку присоединения результирующего источника, K_{12} — точку трехфазного короткого замыкания и K_{22} — точку двухфазного короткого замыкания.

Напряжение прямой последовательности $\dot{U}_{ka1}^{(3)}$ в точке K_{11} согласно уравнениям (2) равно нулю. Следовательно, ее можно соединить с нулевой точкой результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности. Напряжение обратной последовательности $\dot{U}_{ka2}^{(3)}$ в точке K_{12} согласно уравнениям (2) равно нулю. Поэтому ее можно соединить с точкой H_2 .

Для неповрежденной фазы, условно считая ее фазой a , при двухфазном коротком замыкании в точке K_2 было установлено, что симметричные составляющие напряжений в месте короткого замыкания связаны соотношением (5). Следовательно, соединяя точку H_2 с нулевой точкой результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности, а точку K_{21} с точкой K_{22} , получим комплексную схему замещения для этого случая сочетания коротких фазном в точке K_2 .

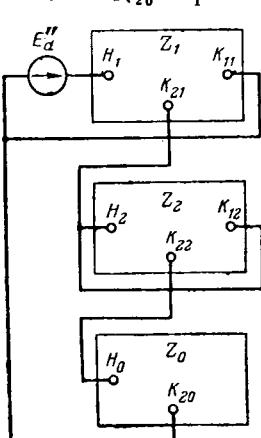


Рис. 2. Комплексная схема замещения при трехфазном коротком замыкании в точке K_1 и однофазном на землю в точке K_2 .

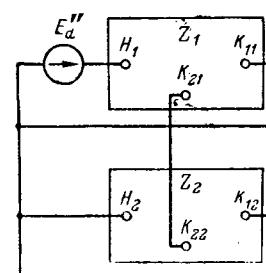


Рис. 3. Комплексная схема замещения при трехфазном коротком замыкании в точке K_1 и двухфазном в точке K_2 .

замыканий в двух точках электрической системы (рис. 3).

Трехфазное короткое замыкание в одной точке и двухфазное короткое замыкание на землю в другой точке электрической системы. Примем, что в электрической системе (рис. 1) имеет место трехфазное короткое замыкание в точке K_1 и двухфазное короткое замыкание на землю в точке K_2 .

Для симметричных составляющих токов и напряжений в расчетной точке K_1 имеют место соотношения, аналогичные выражениям (2).

Для двухфазного короткого замыкания на землю в точке K_2 граничные условия дают возможность получить известные соотношения для симметричных составляющих токов и напряжений в месте короткого замыкания [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} I_{ka1}^{(1,1)} + I_{ka2}^{(1,1)} + I_{k0}^{(1,1)} &= 0; \\ U_{ka1}^{(1,1)} = U_{ka2}^{(1,1)} = U_{k0}^{(1,1)} &= \frac{1}{3} U_{KA}^{(1,1)}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Схема прямой последовательности имеет три особые точки: H_1 — точку приложения результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности, K_{11} — точку трехфазного короткого замыкания и K_{21} — точку двухфазного короткого замыкания на землю.

Схема обратной последовательности имеет также три особые точки: H_2 — точку присоединения результирующего источника, K_{12} — точку трехфазного короткого замыкания и K_{22} — точку двухфазного короткого замыкания на землю. Схема нулевой последовательности имеет две особые точки: H_0 — точку присоединения результирующего источника и K_{20} — точку двухфазного короткого замыкания на землю.

Напряжение прямой последовательности $U_{ka1}^{(3)}$ в точке K_{11} согласно уравнениям (2) равно нулю. Следовательно, ее можно соединить с нулевой точкой результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности. Напряжение обратной последовательности $U_{ka2}^{(3)}$ в точке K_{12} согласно уравнениям (2) равно нулю. Поэтому ее можно соединить с точкой H_2 .

При двухфазном коротком замыкании в расчетной точке K_2 симметричные составляющие напряжений для неповрежденной фазы (фаза a) в месте короткого замыкания связаны соотношениями (6). Точки схем всех последовательностей K_{21} , K_{22} и K_{20} можно объединить, а точки H_2 и H_0 схем обратной и нулевой последовательностей — соединить с нулевой точкой результирующей э. д. с. схемы прямой последовательности. В результате получим комплексную схему замещения для данного случая сочетания коротких замыканий в двух точках электрической системы (рис. 4).

Пример. Двухобмоточный трехфазный понижающий трансформатор подключен при помощи отдельителя с короткозамыкателем к ответвлению от линии электропередачи. Техническая характеристика трансформатора: номинальная мощность $S=10\ 000\ kva$, номинальное напряжение $110/6\ kV$, напряжение короткого замыкания $e_k=10,5\%$, группа соединения $Y/\Delta-11$. Мощность трехфазного короткого замыкания на вводах обмотки высшего напряжения трансформатора $100\ Mva$.

Необходимо вычислить токи во всех элементах системы при трехфазном коротком замыкании на вводах $6\ kV$ транс-

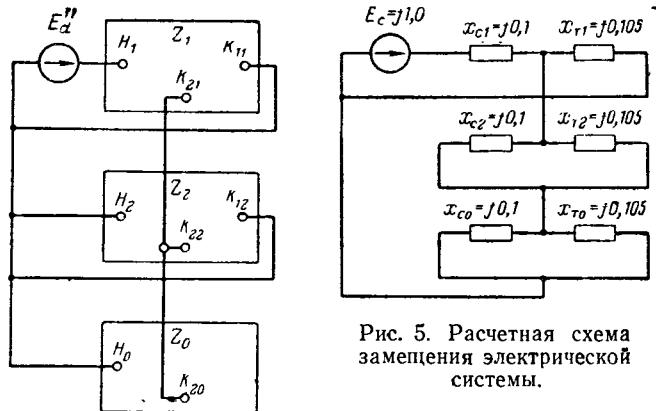


Рис. 5. Расчетная схема замещения электрической системы.

Рис. 4. Комплексная схема замещения при трехфазном коротком замыкании в точке K_1 и двухфазном на землю в точке K_2 .

форматора при глухом заземлении его нейтрали с одновременным однофазным коротким замыканием на землю на стороне $110\ kV$, обусловленным срабатыванием короткозамыкателя от действия релейной защиты.

Решение задачи при помощи полученной комплексной схемы замещения. Расчет ведется в относительных единицах, причем за базовую мощность принята мощность трансформатора. Реактивное сопротивление системы

$$x_{c1} = \frac{S_{ba}}{S_{k.v}} = \frac{10}{100} = 0,1.$$

Для упрощения принято, что реактивные сопротивления прямой, обратной и нулевой последовательностей системы равны, т. е.

$$x_{c1} = x_{c2} = x_{c0} = 0,1.$$

Расчетная схема замещения приведена на рис. 5, где обозначены: x_{c1} , x_{c2} и x_{r0} — соответственно реактивные сопротивления прямой, обратной и нулевой последовательностей трансформатора.

Аналитический расчет схемы позволяет определить токи отдельных последовательностей на всех участках системы.

Токи прямой, обратной и нулевой последовательностей, протекающие через короткозамыкателем:

$$I_{ka1}^{(1)} = I_{ka2}^{(1)} = I_{k0}^{(1)} = 3,34.$$

Токи прямой, обратной и нулевой последовательностей от системы:

$$I_{ca1} = 6,67; I_{ca2} = 1,67; I_{c0} = 1,67.$$

Токи прямой, обратной и нулевой последовательностей в трансформаторе:

$$I_{ta1} = 3,33; I_{ta2} = -1,66; I_{t0} = -1,66.$$

Ток повреждения в короткозамыкателе:

$$I_{kop} = 3I_{ka1}^{(1)} = 3 \cdot 3,34 = 10,02.$$

Токи повреждения от системы:

$$I_{cA} = 6,67 + 1,67 + 1,67 = 10,01;$$

$$I_{cB} = 6,67a^2 + 1,67a + 1,67 = -2,51 - j4,34;$$

$$I_{cC} = 6,67a + 1,67a^2 + 1,67 = -2,51 + j4,34.$$

Ток в нейтрали системы:

$$I_{c.n} = 3I_{c0} = 3 \cdot 1,67 = 5,01.$$

Токи в обмотках высшего напряжения трансформатора:

$$I_{TA} = 3,33 - 1,66 - 1,66 = 0;$$

$$I_{TB} = 3,33a^2 - 1,66a - 1,66 = -2,51 - j4,34;$$

$$I_{TC} = 3,33a - 1,66a^2 - 1,66 = -2,51 + j4,34.$$

Ток в нейтрали трансформатора:

$$I_{T.n} = 0 + (-2,51 - j4,34) + (-2,51 + j4,34) = -5,02.$$

Токи повреждения на стороне 6 кв трансформатора:

$$I_{kA} = 3,33e^{j30^\circ} - 1,66e^{-j30^\circ} = 1,45 + j2,49;$$

$$I_{kB} = 3,33a^2e^{j30^\circ} - 1,66ae^{-j30^\circ} = -j4,99;$$

$$I_{kC} = 3,33ae^{j30^\circ} - 1,66a^2e^{-j30^\circ} = -1,45 + j2,49.$$

Решение задачи методом наложения [Л. 1]. Ток в режиме I трехфазного короткого замыкания на стороне 6 кв трансформатора

$$I_{kI}^{(3)} = \frac{E_c}{x_{c1} + x_{t1}} = \frac{j1,0}{j0,1 + j0,105} = 4,88.$$

Остаточное напряжение в месте установки короткозамыкателя:

$$\dot{U}_{kII\text{рас}} = x_{1\tau} I_{kI}^{(3)} = j0,105 \cdot 4,88 = j0,512.$$

Токи в режиме II прямой, обратной и нулевой последовательностей, протекающие через короткозамыкатель:

$$I_{1kII}^{(1)} = I_{2kII}^{(1)} = I_{0kII}^{(1)} = \frac{\dot{U}_{kII\text{рас}}}{X_{1\Sigma} + X_{2\Sigma} + X_{0\Sigma}} = \\ = \frac{j0,512}{j0,0512 + j0,0512 + j0,0512} = 3,35.$$

Аналитический расчет схемы замещения дал следующий результат.

Токи прямой, обратной и нулевой последовательностей от системы:

$$I_{1cII}^{(1)} = I_{2cII}^{(1)} = I_{0cII}^{(1)} = 1,71.$$

Токи прямой, обратной и нулевой последовательностей в трансформаторе:

$$I_{1tII}^{(1)} = I_{2tII}^{(1)} = I_{0tII}^{(1)} = -1,64.$$

Накладывая второй режим на первый, получаем токи во всех элементах системы.

◆ ◆ ◆

УДК 621.316.729

Импульсный автоматический синхронизатор

Инж. И. И. БОБРОВ
Пермэнерго

Применяемые в настоящее время устройства для точной синхронизации генераторов, основанные на косвенном измерении угла θ между э. д. с. генератора \dot{E}_g и напряжением сети \dot{U}_c по напряжению биений и содержащие в качестве органа опережения или емкость, или трансформатор [Л. 1], имеют ряд существенных недостатков. Эти недостатки хорошо известны [Л. 2]. Там же описан новый синхронизатор, основанный на прямом измерении угла θ , с использованием первой и второй производной θ по времени. Однако этот синхронизатор чрезвычайно сложен и поэтому имеет сниженную надежность.

В настоящей статье описывается синхронизатор, основанный на прямом измерении угла θ . Синхронизатор выполнен на полупроводниковых приборах, но не содержит триодов, работающих в линейном режиме, а целиком состоит из спусковых схем и по существу представляет собой схему совпадений. Для подачи команды используется момент совпадения фаз

Ток повреждения в короткозамыкателе:

$$I_k = 3I_{kII}^{(1)} = 3 \cdot 3,35 = 10,05.$$

Токи повреждения от системы:

$$I_{cA} = (4,88 + 1,71) + 1,71 + 1,71 = 10,01;$$

$$I_{cB} = (4,88 + 1,71) a^2 + 1,71a + 1,71 = -2,44 - j4,23;$$

$$I_{cC} = (4,88 + 1,71) a + 1,71a^2 + 1,71 = -2,44 + j4,23.$$

Ток повреждения в нейтрали системы:

$$I_{c\text{н}} = 3I_{0cII}^{(1)} = 3 \cdot 1,71 = 5,13.$$

Токи повреждения в обмотках высшего напряжения трансформатора:

$$I_{tA} = (4,88 - 1,64) - 1,64 - 1,64 = -0,08;$$

$$I_{tB} = (4,88 - 1,64) a^2 - 1,64a - 1,64 = -2,44 - j4,23;$$

$$I_{tC} = (4,88 - 1,64) a - 1,64a^2 - 1,64 = -2,44 + j4,23.$$

Ток повреждения в нейтрали трансформатора:

$$I_{t\text{н}} = -0,08 + (-2,44 - j4,23) + \\ + (-2,44 + j4,23) = -4,96.$$

Токи повреждения на стороне 6 кв трансформатора:

$$I_{kA} = (4,88 - 1,64) e^{j30^\circ} - 1,64e^{-j30^\circ} = 1,39 + j2,44;$$

$$I_{kB} = (4,88 - 1,64) a^2e^{j30^\circ} - 1,64ae^{-j30^\circ} = -j4,88;$$

$$I_{kC} = (4,88 - 1,64) ae^{j30^\circ} - 1,64a^2e^{-j30^\circ} = -1,39 + j2,44.$$

Результаты расчетов не одинаковы. Их расхождение не в пользу метода наложения.

Литература

1. Руководящие указания по релейной защите, вып. 4, Защита понижающих трансформаторов и автотрансформаторов, Приложение IV, Госэнергоиздат, 1962.

2. Ульянов С. А., Электромагнитные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.

[30.8.1966]

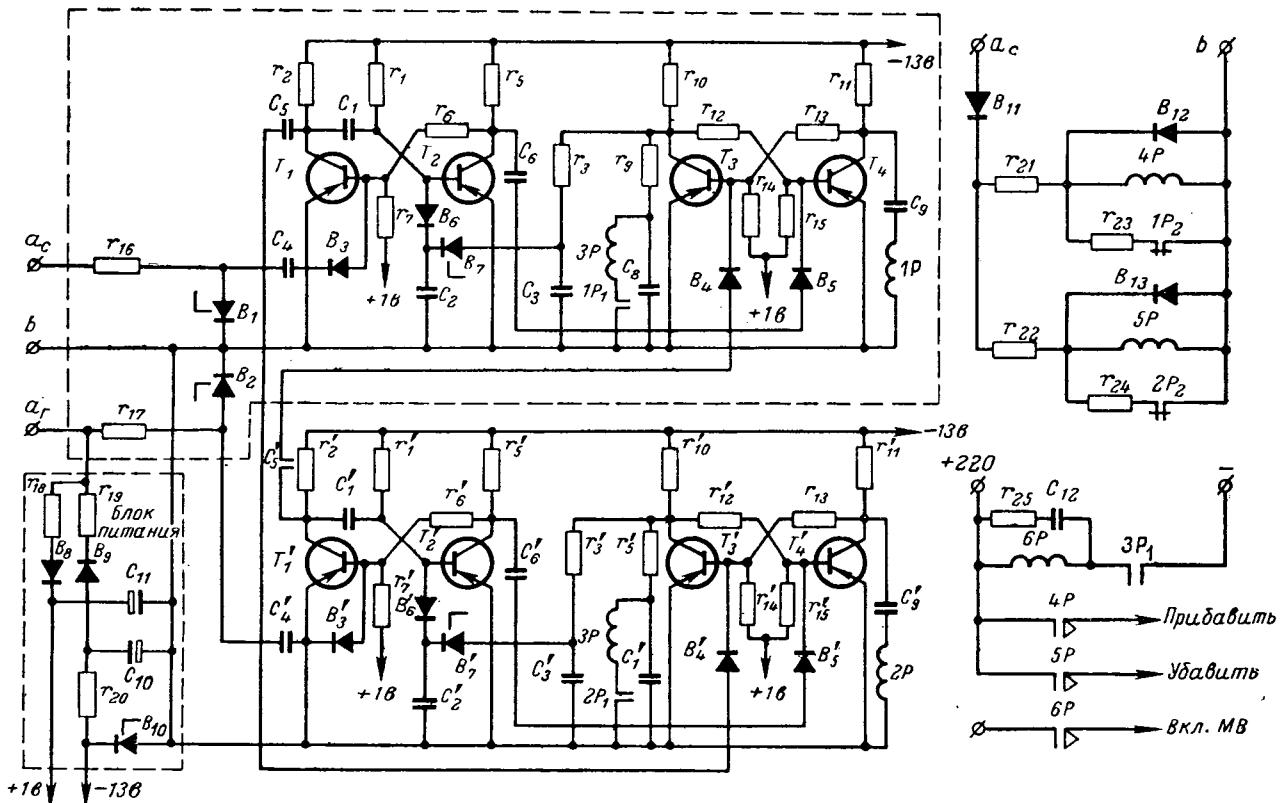


Рис. 1. Принципиальная схема синхронизатора.

тор управляемся только этими импульсами. Такая форма ввода E_g и U_c в синхронизатор исключает влияние разности амплитуд и формы кривой синхронизируемых напряжений. Управляющие импульсы подаются на разные входы симметричного триггера. Каждый импульс производит переключение триггера из одного устойчивого состояния в другое, противоположное тому, которое он занимал до прихода импульса [Л. 4]. При равенстве частот f_g и f_c длительность импульса t_u на одном выходе триггера (паузы — на другом) будет пропорциональна разности фаз E_g и U_c [Л. 3]. При неравенстве частот разность фаз θ будет непрерывно меняться от 0 до 2π за один период скольжения $T_{ск}$, а t_u на одном выходе триггера будет нарастать от 0 до T и при $\theta=0$ скачком падать до 0 [Л. 5]. Обозначим эту периодическую последовательность импульсов с периодом повторения $T_{ск}$ через $\Phi_1(t)$ (рис. 2). На другом выходе триггера, наоборот, t_u будет уменьшаться с $t_{u, \text{ макс}}=T$ до нуля, а при $\theta=0$ скачком возрастать до T . Эту последовательность обозначим $\Phi_2(t)$. При смене знака скольжения триоды как бы меняются местами.

При совпадении фаз ($\theta=0$) функции $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$ изменяются скачком. Это явление в дальнейшем будем называть перебросом триггера. Кроме четкого обозначения момента равенства фаз, переброс триггера можно использовать для автоматического уравнения частот, так как характер переброса разный при разных знаках скольжения.

Таким образом, триггер является главным звеном в схеме синхронизатора, выполняя роль фазочув-

ствительного органа схемы совпадений и выявителя знака скольжения. Ниже будет показано, что при помощи триггера осуществляется также и контроль скольжения.

Получение постоянного времени опережения. Искусственный сдвиг фазы напряжения генератора осуществляется после формирования управляющих импульсов путем задержки их при помощи одновибратора на время выдержки его во временно-устойчивом состоянии $\tau_{ов}$. Задержка импульса во времени на $\tau_{ов}$ соответствует изменению фазы на угол:

$$\Phi_{ов} = \tau_{ов} \omega_g. \quad (2)$$

На такой же угол изменяется и разность фаз внутри синхронизатора. При этом переброс триггера будет происходить уже не в момент совпадения фаз напряжений E_g , U_c , а раньше или позже в зависимости от знака скольжения.

Ниже рассматривается работа синхронизатора при одном знаке скольжения при $f_g < f_c$. При этих условиях переброс триггера будет опережать момент фактического совпадения фаз на некоторый угол $\theta_{оп}$, равный углу сдвига фазы напряжения генератора $\Phi_{ов}$. Временные диаграммы напряжений для этого случая приведены на рис. 2, б. Для того чтобы замыкание силовых контактов произошло в момент совпадения фаз, необходимо (при ускорении, равном нулю) [Л. 1]:

$$\theta_{оп} = \Omega_{ск} t_{вкл}. \quad (3)$$

Изменением значения C_1 [при выполнении условий (9) и (11)] и r_1 (при обеспечении приемлемого насыщения триода T_2) можно изменять $t_{\text{оп}}$ в широких пределах.

На рис. 4 приведена экспериментальная характеристика синхронизатора, у которого цепь обратной связи выполнена в соответствии с приведенными выше условиями. Она хорошо согласуется с расчетной характеристикой (8).

График характеристики на рис. 4 приведен для скольжений более 0,05 гц ($T_{\text{ск}} < 20$ сек). В области очень малых скольжений ($T_{\text{ск}} > 20$ сек) постоянство времени опережения нарушается. До $T_{\text{ск}} = 30 \div 40$ сек $t_{\text{оп}}$ несколько уменьшается, а начиная с $T_{\text{ск}} \geq 40$ сек, увеличивается. Это объясняется тем, что в окрестности нуля функция $U_2 (F_{\text{ск}})$ нелинейна.

Момент переброса триггера фиксируется срабатыванием реле $1P$, которое включено на другой выход триггера с импульсной последовательностью $\Phi_2(t)$. Порядок прохождения команды на включение выключателя после срабатывания реле $1P$ рассмотрен ниже.

Настройка синхронизатора на заданное время опережения практически может производиться в следующей последовательности. В соответствии с заданной максимально допустимой частотой скольжения $F_{\text{ск, макс}}$ из условия (10) выбираются величины r_3 и $(C_3 + C_2)$. Затем подгонкой сопротивления r_3 нужно выполнить условие (12), так как выбор величины U_{stab} ограничен. При выполнении условия (12) время опережения уже должно быть постоянным. Далее изменением величины C_1 или r_1 перемещают характеристику синхронизатора, устанавливая нужное время опережения. Для расширения интервала частот, в котором время опережения постоянно, можно последовательно с диодами B_7 и B_6 включать корректирующие сопротивления.

Контроль значения скольжения. Контроль значения скольжения осуществляется с помощью цепи r_9C_8 (рис. 1), на которую воздействует импульсная последовательность $\Phi_1(t)$. Можно показать, что к концу периода скольжения напряжение на конденсаторе C_8 достигает значения

$$U_c(T_{\text{ск}}) = E_k(1 - e^{-t_{\text{ск}}}), \quad (13)$$

где

$$\delta = \frac{1}{C_8 r_9}.$$

В момент переброса триггера реле $1P$ своим замыкающим контактом $1P_1$ замыкает конденсатор C_8 на обмотку поляризованного реле $3P$. Реле $3P$ при этом может сработать, если заряд конденсатора C_8 окажется достаточным. Постоянная цепи C_8r_9 и напряжение срабатывания реле $3P$ выбираются так, что реле $3P$ срабатывает только при условии

$$T_{\text{ск}} \geq T_{\text{ск, доп}}.$$

Настройка цепи контроля скольжения на заданное скольжение производится в следующей последовательности. В первую очередь производится настройка реле $3P$. Напряжение срабатывания его

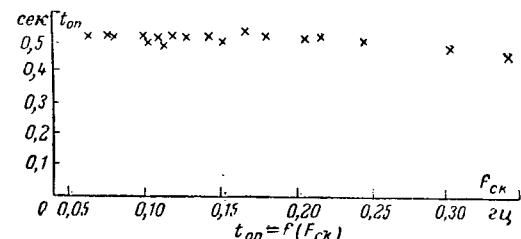


Рис. 4. Зависимость $t_{\text{оп}} = f(F_{\text{ск}})$.

должно быть не более $0,7E_k$, чтобы точка срабатывания находилась на кривой заряда (13).

Такая настройка уменьшает влияние амплитуды импульсов и напряжения срабатывания на момент срабатывания реле. Затем подгонкой сопротивления r_9 вся цепь настраивается на заданную частоту срабатывания.

Уравнивание частот. Как уже упоминалось, различный характер функций $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$ дает возможность выявлять знак скольжения. Это свойство используется для уравнивания частот. Поляризованное реле $1P$ подключается к коллектору триода T_4 через конденсатор C_9 (рис. 1).

Для принятого знака скольжения $f_r < f_c$ на цепь C_91P воздействует импульсная последовательность $\Phi_2(t)$. Непосредственно перед перебросом триггера конденсатор C_9 полностью разряжен, так как длительность импульсов в конце периода скольжения уменьшается до нуля. В момент переброса на реле $1P$ скачком подается напряжение. Реле срабатывает и своим размыкающим контактом $1P_2$ расшунтирует обмотку реле $4P$ (рис. 1), которое срабатывает и посыпает импульс прибавить. При смене знака скольжения на цепь C_91P будет воздействовать функция $\Phi_1(t)$. В продолжение периода скольжения длительность импульсов нарастает, конденсатор C_9 медленно заряжается, через обмотку реле $1P$ проходит незначительный ток заряда. К концу периода скольжения конденсатор C_9 полностью заряжается и в момент переброса он разряжается через обмотку реле $1P$ в обратном направлении. Таким образом, реле $1P$ будет срабатывать только под воздействием $\Phi_2(t)$, т. е. при одном знаке скольжения.

Практическая настройка цепи C_91P сводится к тому, чтобы реле $1P$ срабатывало в момент переброса триггера под воздействием функции $\Phi_2(t)$. Ток заряда конденсатора C_9 при воздействии функции $\Phi_1(t)$ настолько мал, что практически при любой настройке реле $1P$ не срабатывает.

Работа схемы. Под действием управляющих импульсов происходит непрерывное переключение триггера. Для рассматриваемого случая ($f_r < f_c$) напряжение на коллекторе триода T_3 имеет вид импульсной последовательности $\Phi_1(t)$, а на коллекторе триода T_4 — импульсной последовательности $\Phi_2(t)$. Конденсатор C_9 к концу периода скольжения полностью разряжается, а конденсатор C_8 заряжается до потенциала, пропорционального скольжению, в соответствии с формулой (13). Переброс триггера происходит с опережением фактического момента совпадения фаз напряжений E_r и U_c на

время $t_{\text{оп}}$. В момент переброса срабатывает поляризованное реле $1P$ и замыкающим контактом $1P_1$ замыкает цепь разряда конденсатора C_8 через обмотку реле $3P$. Другой, размыкающий, контакт реле $1P_2$ расшунтирует обмотку реле $4P$. Реле $4P$ при этом срабатывает и посылает импульс на увеличение оборотов генератора. Реле $4P$ имеет выдержку при возврате, длительность которой может изменяться в некоторых пределах за счет изменения сопротивления r_{23} . После того, как частота генератора будет подогнана к частоте сети настолько, что разность частот будет меньше допустимой, сработает реле $3P$ (после замыкания контакта $1P_1$) и замыкающим контактом $3P_1$ замыкает цепь питания выходного реле $6P$. Реле $6P$ замыкающим контактом подает команду на включение выключателя. Реле $6P$ имеет выдержку при возврате за счет цепи $r_{25}C_{12}$, несколько превышающую максимальное время включения выключателя. При смене знака скольжения на цепь C_91P будет воздействовать импульсная последовательность $\Phi_1(t)$ и $1P$ не будет работать. Рассмотренная схема при этом выводится из работы. Переброс триггера будет происходить после фактического совпадения фаз.

Для получения опережения при $f_r > f_c$ в схему добавляются еще одновибратор (T'_1, T'_2) и триггер (T'_3, T'_4), а также аналогичное $1P$ реле $2P$, которое совместно с формирующими устройствами и второй обмоткой реле $3P$ образуют функциональную схему, аналогичную рассмотренной. Управляющие импульсы сети задерживаются одновибратором и подаются (с коллектора триода T'_2) на вход триггера (база T'_4). На другой вход триггера (база T'_3) подаются управляющие импульсы генератора без задержки (с коллектором T_1). В остальном схема работает так же, как и при $f_r < f_c$.

Защищенность от неправильной работы. Из предыдущего видно, что команда на включение выключателя может быть дана синхронизатором лишь при одновременном срабатывании реле $1P$ и $3P$. В свою очередь реле $1P$ может сработать только под воздействием импульсов $\Phi_2(t)$ в момент переброса триггера, а реле $3P$ может сработать только при наличии достаточного заряда на емкости C_8 в момент замыкания контакта $1P_1$. Совместное выполнение этих условий возможно лишь в том случае, если работает триггер и на цепи реле $1P$ и контроля скольжения (C_8, r_9) действуют импульсы $\Phi_2(t)$ и $\Phi_1(t)$ соответственно. Таким образом, при работе исправного синхронизатора подача команды возможна только в момент переброса триггера.

Переходные процессы, возникающие при включении синхронизатора в работу (из-за неодновременности замыкания контактов и т. д.), не могут вызвать ложной команды, в какой бы момент ни происходило включение ключа синхронизатора, так как в этот момент емкость C_8 разряжена, т. е. одно из условий не выполняется. При включении в работу неисправного синхронизатора подача команды исключена и в дальнейшем, поскольку перебросов триггера не будет и реле $1P$ не будет работать. Подача ложной команды была бы возможна в случае повреждения синхронизатора во время работы.

При этом только такое повреждение, которое приведет к броску тока через обмотку реле $1P$ (обрыв цепи запуска триода T_3 , выход триода из строя и т. д.), вызовет срабатывание реле $1P$.

Если в момент повреждения окажется выполненным и второе условие (конденсатор C_8 заряжен), произойдет включение.

Для предотвращения ложной команды в этом, впрочем маловероятном, случае реле $1P$ настраивается так, что оно может сработать только при подаче на него импульсной последовательности с длительностью импульса $t_{\text{и}}$:

$$t_{\text{и}} \geq (0,09 \div 0,95) T. \quad (14)$$

При такой настройке реле $1P$ может сработать, если в момент повреждений $t_{\text{и}}$ находилась в пределах:

$$0 \leq t_{\text{и}} \leq (0,1 \div 0,05) T. \quad (15)$$

Импульсы с такой длительностью бывают при воздействии обеих функций $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$.

Функция $\Phi_1(t)$ воздействует на реле $1P$ при $f_r > f_c$, и реле нормально не работает. Переброс триггера происходит после фактического совпадения фаз напряжений E_r и U_c .

Условие (15) выполняется сразу же после переброса. Если в это время произойдет упомянутое выше повреждение синхронизатора, реле $1P$ срабатывает. Но конденсатор C_8 в это время разряжен и включения не произойдет. Конденсатор C_8 после переброса начинает заряжаться от нуля и зарядился до напряжения срабатывания реле $3P$ лишь через 6–8 сек. Таким образом, подача ложной команды после момента совпадения фаз (при расхождении векторов) исключена.

Последовательность импульсов $\Phi_2(t)$ воздействует на реле $1P$, когда $f_r < f_c$, и реле срабатывает при перебросе триггера. Неравенство (15) имеет место в конце периода скольжения непосредственно перед перебросом триггера. В это же время может оказаться заряженным до напряжения срабатывания конденсатор C_8 (при достаточно малой разности частот). Если в это время произойдет упомянутое выше повреждение синхронизатора, будет подана ложная команда несколько раньше, чем была бы подана действительная команда. Настройкой реле $1P$ по условию (14) максимальный угол ошибки практически очень легко можно уменьшить до 20–30°. Следует напомнить, что вероятность ложной команды, рассмотренной выше, вообще ничтожна мала, а вероятность включения с максимальным углом ошибки практически равна нулю.

Важную роль в повышении помехоустойчивости играет то обстоятельство, что все реле в схеме синхронизатора срабатывают при возбуждении обмоток. Повреждение цепи питания обмотки любого реле в какой угодно момент времени не приведет к подаче ложной команды. Схема синхронизатора, выполненная с соблюдением вышеупомянутых условий, надежна и хорошо защищена от ложной работы. В процессе лабораторных испытаний производились многочисленные искусственные нарушения в схеме: разрывы цепей запуска триггера, снятие и подача толчком напряжений, разрывы цепей питания обмоток реле и т. д. Аналогичные

испытания были проведены и в производственных условиях на одной из ТЭЦ. Случаев ложной работы не наблюдалось.

Необходимо отметить также высокую стабильность схемы при изменениях напряжения питания и температуры. Уменьшение напряжения питания триггера, например, ведет к уменьшению степени воздействия $\Phi_1(t)$ на формирование $U_2(F_{ck})$ и, как следствие, к увеличению τ_{ov} . Уменьшение же напряжения питания одновибратора, наоборот, ведет к уменьшению τ_{ov} , компенсируя тем самым влияние уменьшения напряжения питания триггера на τ_{ov} . Триггер и одновибратор в схеме питаются от одного источника. Колебания общего напряжения питания (в некоторых пределах) почти не влияют на работу схемы. Поэтому оказалось возможным питать схему напряжением от простейшего однополупериодного выпрямителя стабилизированным параметрическим стабилизатором. Влияние температуры сказывается косвенно в изменении потенциала коллектора закрытого триода. Однако изменения потенциалов триггера и одновибратора из-за температуры оказывают, как и при изменении напряжения питания, противоположное влияние на τ_{ov} , компенсируя друг друга. Кроме того, соответ-

ствующим расчетом спусковых схем [Л. 4 и 7], влияние температуры сводится к минимуму. Поэтому характеристика синхронизатора достаточно стабильна по отношению к колебаниям температуры даже без специальных мер.

Литература

- Гутенмакер Л. И., Синхронизационные устройства электрических станций, ОНТИ, Харьков, 1938.
- Востротников Н. Н., Сиротинский Е. Л., Новый принцип получения постоянного времени опережения в автоматических синхронизаторах, «Электричество», 1961, № 8.
- Бобров И. И., Зисман Л. М., Универсальный фазовольтамперметр на полупроводниковых приборах, «Электрические станции», 1963, № 7.
- Кононов Б. Н., Симметричные триггеры на плоскостных полупроводниковых приборах, Госэнергоиздат, 1960.
- Бобров И. И., Зисман Л. М., Устройство для измерения и осциллографирования угла выбега синхронного генератора, «Электричество», 1962, № 6.
- Бобров И. И., Способ синхронизации, Авторское свидетельство № 147678, Бюллетень изобретений, № 11, 1962.
- Азяян Ю. М. и др., Полупроводниковые триоды в регенеративных схемах, Госэнергоиздат, 1959.
- Цыпкин Я. З., Теория импульсных систем, Физматгиз, 1963.
- Гиизбург С. Г., Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях, изд-во «Советское радио», 1954.

[27.8.1965]



УДК 621.317.333.8

Электрические характеристики защитных промежутков 500 кв

Инженеры О. В. ВОЛКОВА и В. И. ЧЕРНЫШОВ

Всесоюзный электротехнический институт
им. В. И. Ленина

Наиболее простым и дешевым средством защиты от коммутационных перенапряжений высоковольтного оборудования являются защитные промежутки.

Их применение оправдано при малой вероятности возникновения перенапряжений, опасных для изоляции оборудования, когда отключения при работе промежутков редки и установка разрядников оказывается нецелесообразной. Кроме того, перенапряжения в начальный период работы передачи больше, чем при развитии сети, что также оправдывает применение защитных промежутков в первый период эксплуатации.

Задачи промежутки должны быть выполнены таким образом, чтобы они не мешали нормальному коммутациям на линии и АПВ.

Конструкция защитных промежутков должна обеспечить достаточно устойчивые характеристики, в частности, небольшой разброс пробивных напряжений.

При разработке защитных промежутков стремились к простейшему решению, располагая их на натяжных гирляндах изоляторов входных порталов подстанций или ближайших опор.

Как показали исследования [Л. 1—3], для правильного определения электрической прочности воздушных промежутков испытания должны проводиться в условиях, достаточно близких к реальным. С этой целью в данной работе использовалась модель, близкая к натуре. К траверсе сечением $1,2 \times 1,0 \text{ м}^2$ и длиной 18 м вертикально подвешивалась гирлянда из двадцати изоляторов П-11. На уровне нижнего изолятора находилось экранное кольцо диаметром 1 м. Три трубы диаметром 20 мм и длиной 4,4 м, расположенные по вершинам равностороннего треугольника со стороной 40 см, воспроизводили расщепленные провода. При этом отходящий провод проходил вдоль оси гирлянды, а шлейф составлял с осью гирлянды угол 60° . В качестве электродов для промежутка длиной 1,8 м были использованы две трубы диаметром 50 мм, которые устанавливались на расстоянии 1 м от оси гирлянды. Траверса поднималась на высоту 20 м. Расстояние до ближайшего заземленного объекта составляло 9 м.

Вертикальное расположение гирлянды допустимо, поскольку положение электродов, проводов фазы и шлейфа полностью тождественно осуществляется

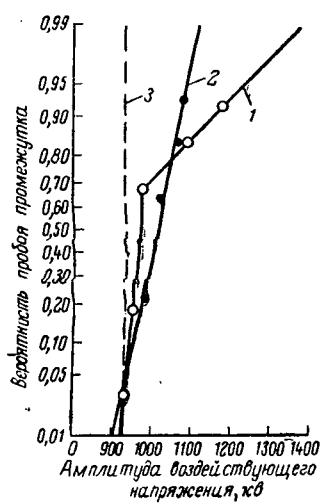


Рис. 1. Разрядные характеристики симметрично расположенного защитного промежутка.

○ — 1 — частота 125 Гц, положительная полярность; ● — 2 — частота 125 Гц, отрицательная полярность; 3 — плавный подъем, 50 Гц.

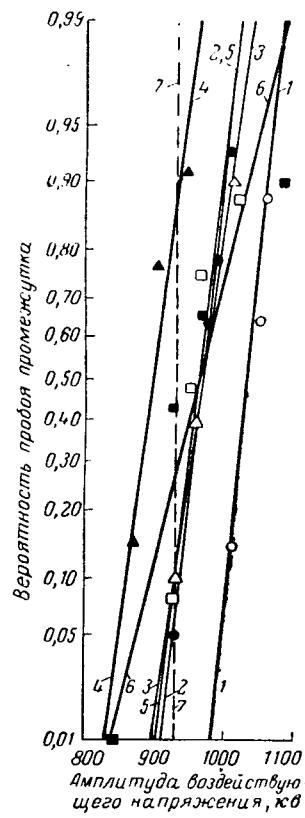


Рис. 2. Разрядные характеристики защитного промежутка 500 кв.

○ — 1 — 125 Гц, положительная полярность; ● — 2 — 125 Гц, отрицательная полярность; △ — 3 — 65 Гц, положительная полярность; ▲ — 4 — 65 Гц, отрицательная полярность; □ — 5 — 50 Гц, положительная полярность; ■ — 6 — 50 Гц, отрицательная полярность; 7 — 50 Гц, плавный подъем.

вляемому в натяжной гирлянде. Весьма значительное расстояние между траверсой и землей позволяет не считаться с влиянием последней.

Рассматривались два варианта защитных промежутков: промежуток, симметрично расположенный относительно гирлянды (длина нижнего стержня, выступающего за экранное кольцо, 1,6 м), и промежуток, смещенный в сторону проводов (длина нижнего стержня, выступающего за экранное кольцо, 0,3 м).

Заданные промежутки исследовались при плавном подъеме напряжения промышленной частоты, при импульсной волне 1,5/40 мкsec и при воздействии напряжений типа коммутационных. Методика испытаний соответствовала ГОСТ 1516-60.

При воздействии коммутационных перенапряжений снималась вероятностная зависимость пробоя промежутка от амплитуды приложенного напряжения. Для получения каждой точки напряжение прикладывалось 100 раз. Поправка на абсолютную влажность воздуха не вводилась. Погрешность измерений не превышала 4%. Исходя из того, что характеристические частоты коммутационных перенапряжений, возникающих на линиях 500 кв, лежат в диапазоне 60—115 Гц, промежутки исследовались при воздействии напряжений частотой 50—125 Гц. Коммутационные волны были получены с помощью установки, созданной на базе каскадного трансформатора ИОМК-2250.

Анализ формы волны показал, что фронт волны соответствует полупериоду косинусоиды, исходя из чего определялась частота воздействующего напряжения.

При обработке измерений применялись вероятностно-статистические методы оценки результатов измерений. Было принято, что распределение вероятностей пробоя промежутка от амплитуды приложенного напряжения подчиняется нормальному закону.

На рис. 1, на сетке с нормальным законом распределения вероятностей, представлены характеристики симметрично расположенного промежутка 1,8 м при плавном подъеме напряжения промышленной частоты и при воздействии коммутационного напряжения частотой 125 Гц обеих полярностей. При отрицательной полярности 50%-ное пробивное напряжение составило 1010 кв (амплитудное значение), выборочный стандарт распределения — 4%. При положительной полярности волны вероятностная зависимость пробоя промежутка от амплитуды приложенного напряжения имеет вид двух пересекающихся прямых, причем каждая соответствует нормальному закону распределения вероятностей; при высоких значениях вероятностей пробоя промежутка выборочный стандарт распределения превышает 20%.

Симметрично расположенные промежутки широко применяются на практике, однако, как ясно из приведенных выше результатов, они не могут быть рекомендованы как защитные.

С целью уменьшения разброса был обследован описанный выше несимметричный защитный промежуток (смещенный в сторону проводов).

Характеристики этого промежутка приведены на рис. 2 и в табл. 1.

50-процентные пробивные напряжения при частотах 125 Гц (отрицательная полярность), 65 Гц (положительная полярность) и 50 Гц (положительная и отрицательная полярности) практически совпадают и составляют 965 кв. При этом выборочные стандарты распределения лежат в пределах 2—3,5%, за исключением случая, когда прикладывалось напряжение частотой 50 Гц отрицательной полярности. В последнем случае выборочный стандарт распределения составил 6,7%. Заметное увеличение стандарта распределения частично объясняется тем, что во время эксперимента абсолютная влажность воздуха изменилась от 7 до 11 г/м³ (точка с высокой вероятностью пробоя снималась при $\gamma=11$ г/м³, в то время как остальные точки были получены при абсолютной влажности, близкой к 7 г/м³).

Пробивные напряжения защитного промежутка в диапазоне вероятностей 0,05—0,95 приведены в табл. 2.

Пределы изменений пробивных напряжений при воздействии коммутационных напряжений частотой 50—125 Гц (абсолютная влажность 3,75—11 г/м³) для 95%-ной достоверности приведены в табл. 3.

Из рис. 2 и табл. 1 видно, что изменение частоты коммутационного напряжения от 50 до 125 Гц не оказывается существенно на пробивных напряжениях промежутка.

Пробивное напряжение промежутка при плавном подъеме напряжения промышленной частоты

Электрическая прочность защитных промежутков 500 кв

Таблица 1

Тип промежутка	Частота воздействующего напряжения, Гц	Полярность провода		Выборочный стандарт распределения вероятности пробоя	Точность определения выборочного стандарта, %	Среднее значение пробивного напряжения, kV	Точность определения среднеквадратического отклонения, %	Среднее значение напряжения при импульсной волне 1,5/40 $\mu\text{сек}$	Атмосферные условия						
		50%-ное пробивное напряжение при коммутационных воздействиях, kV							Температура, $^{\circ}\text{C}$	Давление, мм рт. ст.					
		кв	%						кв	град.					
Смещенный к проводу	125	+	1 030 970	22 24	2,1 2,5	18,2 16,6	1 020 960	29 14	2,8 1,5	18,3 20,0	930				
	65	+	965 900	31 31	3,2 3,5	16,1 19,3	950 890	19 18	2,0 2,0	20,0 17,3					
	50	+	965 965	34 65	3,5 6,7	17,6 18,6	950 960	13,5 38,5	1,4 4,0	21,0 16,9					
Симметричный	125	+	Пересечение двух прямых			970	40,0	4,1	18,9	930	20,2	752	5,3		
		-	1 010	42	4,0	19,0	1 030	18,0	2,0	14,0	19,5	759	5,3		

Таблица 2

Вероятность пробоя промежутка	Пробивное напряжение промежутка (амплитудное значение), kV	Отношение пробивного напряжения промежутка к наибольшему рабочему
0,05	850—1 000	1,98—2,33
0,50	890—1 030	2,08—2,40
0,95	930—1 070	2,17—2,50

составило 930 кв ($2,2 U_{\Phi}$) при среднеквадратическом отклонении, не превышающем 1%.

Для получения вольт-секундных характеристик защитного промежутка при волне 1,5/40 $\mu\text{сек}$ был использован ГИН.

Результаты испытаний приведены на рис. 3.

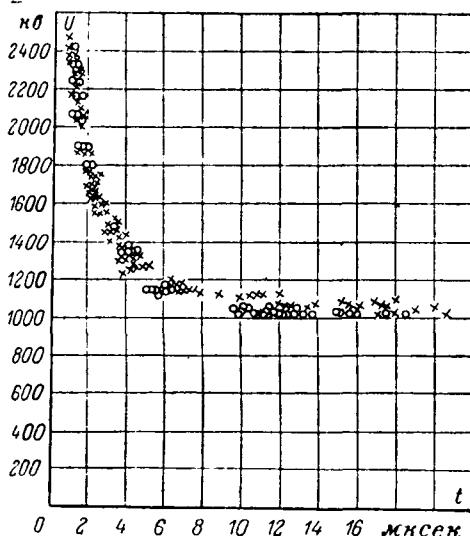


Рис. 3. Вольт-секундная характеристика защитного промежутка 500 кв.
● — положительная полярность; × — отрицательная полярность.

Существенной разницы между характеристиками, полученными при приложении волн разной полярности, не обнаружено. Опытные точки ложатся

Таблица 3

Вероятность пробоя промежутка	Пробивное напряжение промежутка (амплитудное значение), kV	Отношение пробивного напряжения промежутка к наибольшему рабочему U_{Φ}
0,05	820—980	1,93—2,30
0,50	890—1 030	2,08—2,40
0,95	960—1 080	2,25—2,53

близко друг от друга, что характеризует малый разброс. 50%-ное пробивное напряжение составило 1 040 кв при положительной полярности и 1 050 кв при отрицательной полярности.

Полученные результаты хорошо объясняют разброс пробивных напряжений, наблюдавшийся при срабатывании промежутков во время опытов ВЭИ на передачах Куйбышев — Урал и Волгоград — Москва.

Выводы. 1. Для уменьшения разброса пробивных напряжений целесообразно использовать несимметричный защитный промежуток, в котором обеспечивается отклонение пробивных напряжений около $\pm 10\%$ (в диапазоне вероятности пробоя 0,05—0,95), что близко к гарантированному разбросу разрядника РВМК-500.

2. Предложенный защитный промежуток позволяет сохранить напряжение в сети 500 кв в пределах $2,5 U_{\Phi}$ при коммутационных перенапряжениях.

3. Разработанный защитный промежуток может быть легко изготовлен и смонтирован непосредственно на натяжной гирлянде изоляторов входного портала подстанции.

Литература

1. Тиходеев Н. Н. и Тушнов А. Н., Разрядные напряжения воздушных промежутков при переменном напряжении, «Электричество», 1958, № 3.
2. Александров Г. Н., Кизеветтер В. Г., Рудакова В. И. и Тушнов А. Н., Разрядные напряжения длинных воздушных промежутков и гирлянд изоляторов при переменном напряжении, «Электричество», 1962, № 5.
3. Электрическая прочность линейной и подстанционной изоляции в системах сверхвысоких напряжений, CIGRE, сессия 1962, доклад № 401.
4. Каплан В. В. и Нашатырь В. М., Методика статистической обработки результатов исследования отключающей способности высоковольтных выключателей, «Электричество», 1964, № 11.
5. Александров Г. Н. и Иванов В. Л., Исследование электрической прочности воздушных промежутков и гирлянд изоляторов при воздействии внутренних перенапряжений, «Электричество», 1962, № 9.
6. Шиголев Б. М., Математическая обработка наблюдений, ГФМИ, 1960.

Приведенная реактивная мощность электрических цепей с нелинейными элементами

Канд. техн. наук, доц. О. А. МАЕВСКИЙ и инж. Ю. П. ГОНЧАРОВ

Харьковский политехнический институт
им. В. И. Ленина

Широкое внедрение в промышленную практику вентильных, ферромагнитных и сегнетоэлектрических преобразователей различных типов настоятельно требует совершенствования методов расчета нелинейных электрических цепей переменного тока и упрощения энергетических соотношений, описывающих процессы в этих цепях. К одной из таких проблем относится определение реактивной мощности элементов и участков нелинейной электрической цепи. Общепринятый в настоящее время для этой цели метод, основанный на разложении в ряд Фурье кривой результирующего тока электрической цепи, физически мало нагляден, требует громоздких расчетов и не позволяет установить распределение реактивной мощности между отдельными элементами цепи.

В настоящей работе излагается интегральный метод расчета реактивной мощности, позволяющий определять реактивную мощность нелинейной электрической цепи простым суммированием реактивных мощностей ее элементов, минуя громоздкое разложение в ряд Фурье кривых токов и напряжений. Поскольку токи и напряжения на отдельных элементах нелинейной цепи являются в общем случае несинусоидальными функциями времени, то исходной задачей является установление рационального расчетного выражения реактивной мощности при несинусоидальных напряжениях и токах.

Рациональные расчетные соотношения для реактивной мощности. Известно, что при частотном преобразовании реактивной мощности, имеющем место практически в любой нелинейной цепи переменного тока, нет эквивалентности между реактивными мощностями различных частот. Например, в идеальном вентильном преобразователе частоты с непосредственной связью отношение реактивных мощностей на входе и выходе преобразователя равно отношению частот независимо от схемы преобразователя и характера вторичной на-

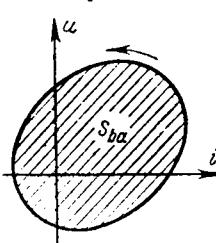


Рис. 1.

грузки [Л. 1]. Аналогичные соотношения имеют место и в других случаях, когда в том или ином виде происходит преобразование реактивных мощностей различных частот [Л. 2—5].

Очевидно, что указанная особенность частотного преобразования реактивных мощностей должна найти свое отражение в исходных энергетических соотношениях для реактивной мощности элемента нелинейной цепи при несинусоидальных напряжениях и токах. Между тем предложенное в [Л. 6] и широко распространенное выражение для реактивной мощности элемента или участка электрической цепи при несинусоидальных напряжениях и токах

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k, \quad (1)$$

где $Q_k = U_k I_k \sin \varphi_k$ — реактивная мощность k -й гармоники тока и напряжения, базируется на эквивалентности реактивных мощностей различных частот.

Рассмотрим некоторые закономерности возникновения реактивной мощности в нелинейной электрической цепи.

Положим сначала, что в цепь синусоидального переменного тока $i = I_m \sin \omega t$ включено периодически изменяющееся во времени сопротивление $r = r(t)$.

Определим реактивную составляющую первой гармоники напряжения на сопротивлении:

$$U_{pm} = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} u \cos \omega t \, dt \quad (2)$$

и выражение для реактивной мощности:

$$Q = \frac{1}{2} U_{pm} I_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} u (I_m \omega \cos \omega t) \, dt. \quad (3)$$

Учитывая, что произведение в скобках представляет собой первую производную от тока по времени, получаем:

$$Q = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} u \frac{di}{dt} \, dt. \quad (4)$$

Принимая во внимание, что в установившемся либо квазистационарном режиме $i_{t=0} = i_{t=2\pi/\omega}$, и заменяя переменную интегрирования, получаем:

$$Q = \frac{1}{2\pi} \oint u \, di = \frac{1}{2\pi} S_{ba}, \quad (5)$$

где S_{ba} — площадь петли циклической вольт-амперной характеристики $u = f(i)$, описываемой в течение периода переменного тока (рис. 1).

Аналогичное соотношение можно получить и для случая, когда переменное сопротивление подключено к источнику синусоидального напряжения $u = U_m \sin \omega t$, а ток несинусоидален. Здесь:

$$I_{pm} = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} i \cos \omega t \, dt; \quad (6)$$

$$Q = -\frac{1}{2} U_m I_{pm} = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} i (U_m \omega \cos \omega t) dt = \\ = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} i \frac{du}{dt} dt = -\frac{1}{2\pi} \oint i du. \quad (6)$$

Преобразуем выражение (6):

$$Q = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} i \frac{du}{dt} dt = \\ = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[\frac{d}{dt} (ui) - u \frac{di}{dt} \right] dt = \\ = \frac{1}{2\pi} \left(-ui \Big|_0^{\frac{2\pi}{\omega}} + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} u \frac{di}{dt} dt \right). \quad (7)$$

Учитывая, что u и i при $t=0$ и $t=\frac{2\pi}{\omega}$ имеют одинаковые значения, получаем:

$$Q = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} u \frac{di}{dt} dt = \\ = \frac{1}{2\pi} \oint u di = \frac{1}{2\pi} S_{ba}, \quad (8)$$

что совпадает с (5).

Таким образом, при несинусоидальном периодическом токе или напряжении реактивная мощность нелинейного элемента пропорциональна площади петли его циклической вольт-амперной характеристики, описываемой в течение периода повторяемости.

Здесь уместно провести аналогию с активной мощностью, которая также пропорциональна площади петли циклической характеристики, но построена в координатах $u, \oint i dt$ или $i, \int u dt$. Действительно,

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt = \frac{1}{T} \int_0^T u \frac{d(\int i dt)}{dt} dt = \\ = \frac{1}{T} \oint u di \left(\int i dt \right). \quad (9)$$

При этом выражение (9) справедливо как при синусоидальных, так и несинусоидальных периодических напряжениях и токах.

Учитывая изложенное, запишем общие выражения для реактивной мощности, отличающиеся от (4) и (6) введением дополнительных постоянных коэффициентов:

$$F = \frac{1}{\omega_n T} \oint u di = \frac{1}{\omega_n T} \int_0^T u \frac{di}{dt} dt; \quad (10)$$

$$F = -\frac{1}{\omega_n T} \oint i du = -\frac{1}{\omega_n T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt, \quad (11)$$

где ω_n — постоянный коэффициент, который назовем частотой приведения.

Величину F будем называть реактивной мощностью нелинейного элемента или цепи, приведенной к частоте ω_n , либо кратко — приведенной реактивной мощностью.

Приведенная реактивная мощность непосредственно связана с реальными физическими факторами, приводящими к возникновению реактивной мощности в произвольных электрических цепях. Действительно, если заменить напряжение u в (11) его значением $u=ri$, то получим:

$$F = -\frac{1}{2\omega_n T} \int_0^T \frac{dr}{dt} i^2 dt. \quad (12)$$

Из (12) следует, что приведенная реактивная мощность связана со скоростью изменения мгновенного сопротивления электрической цепи, которое осуществляется, например, при помощи управляемых вентилей.

Соотношения, аналогичные (10) и (11), можно было бы получить и другими методами, в частности интегрированием выражения для «реактивности» — критерия мгновенной реактивной мощности [Л. 7]:

$$m = \frac{1}{2} \left(u \frac{di}{dt} - i \frac{du}{dt} \right), \quad (13)$$

а также интегрированием мгновенных значений составляющих энергетического ускорения ε , представляющего собой производную мгновенной активной мощности и определяющего скорость приращения мгновенной активной мощности электрической цепи [Л. 8]:

$$\varepsilon = \frac{d(ui)}{dt} = u \frac{di}{dt} + i \frac{du}{dt} = \varepsilon_1 + \varepsilon_2. \quad (14)$$

Определяя средние за период значения составляющих энергетического ускорения ε_1 и ε_2 и относя их к частоте приведения, можно получить соотношения (10) и (11) для приведенной реактивной мощности.

Изложенное показывает непосредственную связь приведенной реактивной мощности с энергетическими процессами в электрической цепи.

Основные расчетные выражения для приведенной реактивной мощности. Представим кривые тока и напряжения на нелинейном элементе в виде тригонометрических рядов:

$$u = \sum_{k=0}^{\infty} V\bar{2} U_k \sin(k\omega t + \phi_k);$$

$$i = \sum_{k=0}^{\infty} V\bar{2} I_k \sin(k\omega t + \phi_k - \varphi_k)$$

и используем для определения F выражение (10) или (11). Тогда получим:

$$F = \frac{\omega}{\omega_n} \sum_{k=0}^{\infty} k Q_k, \quad (15)$$

где $Q_k = U_k I_k \sin \varphi_k$ — реактивная мощность k -й гармоники.

В выражении (15) находит свое отражение упоминавшаяся выше неэквивалентность реактивных мощностей различных частот [Л. 1—5], в соответствии с которой реактивные мощности отдельных гармоник должны входить в выражение для приведенной реактивной мощности с коэффициентом, пропорциональным их частоте.

В случае, когда отлична от нуля лишь реактивная мощность k -й гармоники (напряжение или ток синусоидальны), выражение (15) преобразуется к виду:

$$F = \frac{\omega_k}{\omega_r} Q_k, \quad (16)$$

где $\omega_k = k\omega$.

Если при этом частота приведения принимается равной ω_k , то приведенная реактивная мощность будет равна реактивной мощности k -й гармоники.

Для практических расчетов целесообразно непосредственное применение интегральных выражений (10) и (11), а также вытекающих из них соотношений в виде конечных сумм:

$$F = -\frac{1}{\omega_r T} \sum_{t=0}^T e \Delta i; \quad (17)$$

$$F = -\frac{1}{\omega_r T} \sum_{t=0}^T i \Delta e. \quad (18)$$

Выражения (10), (11) и (17), (18) позволяют определить приведенную реактивную мощность простым интегрированием, минуя громоздкое разложение в тригонометрический ряд кривых токов и напряжений. Это весьма упрощает расчет и делает его принципиально точным, так как не требуется ограничиваться определенным числом членов ряда.

Выражения (17) и (18) целесообразно использовать в случае, когда промежуток от $t=0$ до $t=T$ может быть разбит на конечное число интервалов, в каждом из которых одна из величин — ток или напряжение — не изменяется. Этому условию отвечают, например, кривые напряжения и тока фазы идеального выпрямителя при бесконечной индуктивности в цепи выпрямленного тока.

Закон сохранения приведенной реактивной мощности. Поскольку приведенная реактивная мощность обусловлена реальными физическими процессами, то на нее должен распространяться закон сохранения, который выражается следующим уравнением, справедливым для любой электрической цепи:

$$\sum_{q=1}^l F_q = 0, \quad (19)$$

где F_q — приведенная реактивная мощность q -го элемента цепи; l — полное число элементов цепи.

Нетрудно показать, что уравнение (19) следует из известного закона сохранения реактивной мощности, справедливого для каждой из гармоник. Действительно, определяя приведенную реактивную мощность каждого из элементов цепи по выражению (15), можно представить выражение (19) в следующем виде:

$$\sum_{q=1}^l F_q = \frac{\omega}{\omega_r} \sum_{q=1}^l \sum_{k=0}^{\infty} k Q_{kq} = \frac{\omega}{\omega_r} \sum_{k=0}^{\infty} k \left(\sum_{q=1}^l Q_{kq} \right). \quad (20)$$

Так как закон сохранения реактивной мощности k -й гармоники выражается равенством

$$\sum_{q=1}^l Q_{kq} = 0, \quad (21)$$

то выражение (20) обращается в нуль, что подтверждает закон сохранения приведенной реактивной мощности.

Теорема приведения реактивной мощности нелинейной электрической цепи. Предположим, что одним из элементов цепи ($q=1$) является питающий нелинейную цепь источник синусоидального напряжения, и решим уравнение (19) относительно F_1 . Приведенную реактивную мощность каждого из элементов цепи будем относить к круговой частоте источника ($\omega_r = \omega_1$). Тогда приведенная реактивная мощность источника будет представлять собой в соответствии с (16) его фактическую реактивную мощность $Q_1 = U_1 I_1 \sin \phi_1$, рассчитанную для основной гармоники. В результате из (19) получаем:

$$Q_1 = -\sum F_q \quad (22)$$

или

$$Q_{\text{н.д.}} = \sum F_q, \quad (23)$$

где $Q_{\text{н.д.}} = -Q_1$ — суммарная реактивная мощность нелинейной цепи, подключенной к питающему источнику; в соответствии с законом сохранения она равна реактивной мощности источника, взятой с обратным знаком.

Полученное равенство позволяет сформулировать теорему приведения реактивной мощности: «При синусоидальном напряжении питающего источника реактивная мощность подключенной к нему произвольной нелинейной электрической цепи равна сумме приведенных реактивных мощностей отдельных элементов цепи при условии, что все приведенные мощности отнесены к частоте источника».

Приведенная реактивная мощность отдельных элементов нелинейных цепей. Применяя соотношения (10) и (11) и полагая $\omega_r = \omega_1$, можно получить следующие выражения для приведенных реактивных мощностей активных, индуктивных и емкостных нелинейных сопротивлений:

$$F_R = \frac{1}{\omega_1 T} \oint u \, di = \frac{1}{\omega_1 T} S_{ba}; \quad (24)$$

$$F_L = \frac{1}{\omega_1 T} \int_0^T \left(\frac{d\Psi}{dt} \frac{di}{dt} \right) \frac{di}{dt} \, dt = \\ = \frac{1}{\omega_1 T} \int_0^T L_{\text{д}} \left(\frac{di}{dt} \right)^2 \, dt; \quad (25)$$

$$F_C = -\frac{1}{\omega_1 T} \int_0^T \left(\frac{dq}{du} \frac{du}{dt} \right) \frac{du}{dt} \, dt = \\ = -\frac{1}{\omega_1 T} \int_0^T C_{\text{д}} \left(\frac{du}{dt} \right)^2 \, dt, \quad (26)$$

где $L_d = \frac{d\Psi}{dt}$ — динамическая индуктивность;

$C_d = \frac{dq}{du}$ — динамическая емкость.

При постоянных R , L и C приведенная реактивная мощность активного сопротивления становится равной нулю, а выражения (25) и (26) приобретают известный вид:

$$F_L = \frac{U_L^2}{X_L}; \quad (27)$$

$$F_C = -X_C I_C^2, \quad (28)$$

где

U_L и I_C — действующие значения напряжения на индуктивности и тока в конденсаторе;

$X_L = \omega_1 L$ и $X_C = \frac{1}{\omega_1 C}$ — индуктивное и емкостное сопротивления при сетевой частоте.

Согласно (24) приведенная реактивная мощность нелинейного активного сопротивления отлична от нуля только в том случае, когда циклическая вольт-амперная характеристика $u=f(i)$ неоднозначна и описывает в течение периода переменного тока петлю с конечной площадью.

Для примера на рис. 2 изображены циклические вольт-амперные характеристики нелинейного сопротивления, подключенного к источнику синусоидального напряжения и представляющего собой последовательное соединение активного линейного сопротивления R и идеального управляемого вентиля B (рис. 2, а). Характеристика на рис. 2, б соответствует случаю потребления, а на рис. 2, в — генерации реактивной мощности. Ход построения характеристик ясен из рисунка.

Величина реактивной мощности нелинейного сопротивления определяется заштрихованной площадью петли вольт-амперной характеристики, а опережающий или отстающий ее характер — направлением обхода площади петли. При обходе этой площади против часовой стрелки, как на рис. 2, б, нелинейный элемент потребляет реактивную мощность, а при обходе по часовой стрелке — генерирует.

Как следует из (12), потребление реактивной мощности ($F > 0$) требует уменьшения величины сопротивления при прохождении тока ($\frac{dr}{dt} < 0$), что имеет место во всех типах управляемых вентилей (при открытии сетки), а также контактных устройств (при замыкании контактов).

Генерация реактивной мощности ($F < 0$) требует увеличения сопротивления при прохождении тока ($\frac{dr}{dt} > 0$) и осуществима только с помощью полностью управляемых вентилей (транзисторы, вакуумные триоды) и некоторых маломощных контактных устройств, если последние допускают разрыв контакта под током нагрузки (вibропреобразователи).

Таким образом, создание мощных, полностью управляемых полупроводниковых вентиляй позволяет по-новому решать проблему генерации реактивной мощности преобразовательными установками.

Из выражений (25) и (26) следует, что приведенная реактивная мощность статического реактора (реактор, индуктивность которого механическим путем не изменяется) всегда положительна, а статического конденсатора — всегда отрицательна. Действительно, независимо от характера нелинейности характеристик $\Psi = f(i)$ и $q = f(u)$ они не содержат падающих участков и, следовательно, динамические индуктивность L_d и емкость C_d всегда положительны. Соответственно этому всегда положительны подынтегральные функции в выражениях (25) и (26). Изменение знака приведенной реактивной мощности в нелинейных реактивных элементах возможно только в том случае, когда величина индуктивности или емкости изменяется во времени механическим путем. В этом случае L_d и C_d в течение части периода могут быть отрицательными и приведенная реактивная мощность при некоторых дополнительных условиях может изменить знак.

Из изложенного следует, что генераторами реактивной мощности в нелинейной электрической цепи могут быть только конденсаторы, катушки с механически изменяемой индуктивностью и нелинейные активные сопротивления, величина которых возрастает при прохождении тока. Нелинейные цепи и, в частности, вентильные преобразовательные установки, не содержащие хотя бы одного из трех перечисленных генераторов реактивной мощности, не могут выдавать реактивную мощность в питающий источник э. д. с. независимо от степени сложности их схем и законов управления вентилями.

Общая закономерность при частотном преобразовании реактивной мощности нелинейными активными сопротивлениями. Теорема приведения может быть использована для определения общих закономерностей, имеющих место в цепях с различными нелинейными элементами при происходящих в них частотных преобразованиях реактивной мощности. Предположим вначале, что рассматриваемая нелинейная цепь содержит произвольное количество нелинейных активных сопротивлений, источник синусоидального напряжения и $l-1$ других источников с несинусоидальным напряжением. Час-

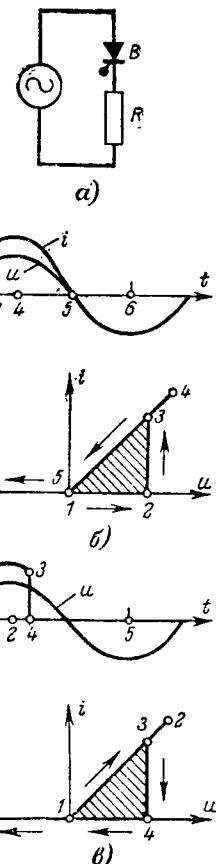


Рис. 2.

стоты всех источников будем полагать соизмеримыми, т. е. кратными некоторой частоте ω :

$$\begin{aligned} u_1 &= U_{1m} \sin(k_1 \omega t + \psi_1); \\ u_2 &= \sum_{k=0}^{\infty} U_{k2m} \sin(k \omega t + \psi_{k2}); \\ \dots & \dots \dots \dots \\ u_q &= \sum_{k=0}^{\infty} U_{kqm} \sin(k \omega t + \psi_{kq}); \\ \dots & \dots \dots \dots \\ u_l &= \sum_{k=0}^{\infty} U_{klm} \sin(k \omega t + \psi_{kl}). \end{aligned} \quad (29)$$

Положим также, что вольт-амперные характеристики нелинейных сопротивлений однозначны и, следовательно, для каждого из них приведенная реактивная мощность равна нулю. Тогда в рассматриваемой цепи будет иметь место преобразование реактивной мощности различных частот только за счет нелинейности характеристик сопротивлений. Применяя к рассматриваемому случаю уравнение (22) и используя для расчета приведенной реактивной мощности каждого источника выражение (15), получаем:

$$Q_1 = -\frac{\omega}{\omega_1} \sum_{q=2}^l \sum_{k=0}^{\infty} k Q_{kq}, \quad (30)$$

где Q_{kq} — реактивная мощность k -й гармоники q -го источника напряжения; $\omega_1 = k_1 \omega$ — круговая частота питающего источника синусоидального напряжения, равная частоте приведения ω_1 .

Преобразуем выражение (30) к виду

$$Q_1 = -\sum_{k=0}^{\infty} \frac{\omega_k}{\omega_1} \left(\sum_{q=2}^l Q_{kq} \right), \quad (31)$$

где $\omega_k = k \omega$ — круговая частота k -й гармоники.

Поскольку величина в скобках представляет собой суммарную реактивную мощность k -й гармоники, то в результате получаем:

$$Q_1 = -\sum_{k=0}^{\infty} \frac{\omega_k}{\omega_1} Q_k. \quad (32)$$

Из полученного равенства следует, что при частотном преобразовании реактивной мощности нелинейными активными сопротивлениями коэффициентом пропорциональности при преобразовании реактивной мощности одной частоты в реактивную мощность другой является отношение их частот. Из равенства (32) непосредственно вытекают и упоминавшиеся в начале статьи соотношения, полученные различными авторами для некоторых частных случаев частотного преобразования реактивной мощности в электрических цепях с вентилями [Л. 1—5]. В частности, можно показать, что известные соотношения Мэнли — Роу для реактивной мощности в системе с двумя несоизмеримыми частотами

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} m Q_{m,n} = 0; \quad \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} n Q_{m,n} = 0 \quad (33)$$

представляют собой следствие закона сохранения приведенной реактивной мощности, что придает им определенный физический смысл, который Мэнли и Роу не был раскрыт.

Частотные преобразования реактивной мощности при неоднозначных характеристиках нелинейных сопротивлений. Если вольт-амперные характеристики нелинейных сопротивлений неоднозначны и образуют в течение периода переменного тока петли с конечными площадями, то для этого более общего случая равенство (33) неприменимо и теорема приведения записывается следующим образом:

$$Q_1 = -\sum_{q=2}^l F_q - \sum_{s=1}^p F_s = -\sum_{q=2}^l F_q - \frac{1}{\omega_1 T} \sum_{s=1}^p \oint u_s di_s, \quad (34)$$

где u_s , i_s и F_s — напряжение, ток и приведенная реактивная мощность s -го нелинейного сопротивления; p — полное число нелинейных сопротивлений в схеме.

Первое слагаемое в выражении (34) представляет собой первую часть реактивной мощности синусоидального питающего источника, преобразующейся в реактивную мощность других источников, а второе — вторую часть этой реактивной мощности, которая потребляется в преобразователе.

В частном случае, когда в качестве нелинейных сопротивлений используются управляемые вентили и переход тока с одного вентиля на другой (коммутация) осуществляется скачком, интеграл в (34) в соответствии с (17) может быть заменен конечной суммой:

$$\begin{aligned} Q_1 &= -\sum_{q=2}^l F_q - \frac{1}{\omega_1 T} \sum_{s=1}^p \sum_{t=0}^T u_s \Delta i_s = \\ &= -\sum_{q=2}^l F_q - \frac{1}{\omega_1 T} \sum_{m=1}^n U_{km} \Delta i_m, \end{aligned} \quad (35)$$

где U_{km} — напряжение коммутации, численно равное сумме всех питающих напряжений в коммутирующем контуре в момент m -й коммутации анодных токов; Δi_m — изменение тока коммутирующего контура за время m -й коммутации; n — полное число коммутаций анодных токов в схеме за период T .

В случае, если преобразовательная схема работает в режиме преобразователя напряжения, в частности инвертора напряжения [Л. 9], то интеграл в (34) необходимо заменить конечной суммой в соответствии с (18):

$$Q_1 = -\sum_{q=2}^l F_q + \frac{1}{\omega_1 T} \sum_{m=1}^n i_{km} \Delta U_m, \quad (36)$$

где i_{km} — ток коммутации, численно равный току коммутирующей ветви, в момент m -й коммутации анодных напряжений; ΔU_m — изменение напряжения на коммутирующей ветви за время m -й коммутации.

Необходимо иметь в виду, что при применении обычных управляемых вентилей величины i_{km} и

ΔU_m в последнем выражении имеют разные знаки и, следовательно, вентильная схема, как и в преобразователе тока, потребляет реактивную мощность.

Таким образом, потребление реактивной мощности в преобразователе тока пропорционально величинам напряжений коммутации либо, что то же самое, величинам напряжений на вентилях перед вступлением их в работу. Потребление реактивной мощности в преобразователе напряжения пропорционально токам коммутирующих ветвей в момент коммутации анодных напряжений.

Расчет приведенных реактивных мощностей F_q производится с использованием любого из соотношений: (10), (11), (15) либо (17), (18). В частности, если воспользоваться для расчета F_q соотношением (15), то вместо (35) получим:

$$Q_1 = - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\omega_k}{\omega_1} Q_k - \frac{1}{\omega_1 T} \sum_{m=1}^n U_{km} \Delta i_m.$$

Простота и общность выражений (35) и (36) позволяют использовать их для расчета реактивной мощности идеальных вентильных преобразователей.

Литература

1. Feinberg R., Das Verhältnis von Primär—zu Sekundär—Blindleistung bei Hüllkurven—Umrichtern, E. u. M., 1933, Bd 51, H. 33.
2. Информационное письмо № 3/37, Выпрямители с опережающим углом сдвига, Госэнергоиздат, 1957.
3. Чиженко И. М. и Немировский А. Ш., Многофазный компенсационный ртутно-выпрямительный агрегат, «Промышленная энергетика», 1958, № 8.
4. Meyer-Delius H., Einfluß von Gleichstromoberwellen eines Einphasenstromrichters auf die Phasenverschiebung des primären Netzstromes, Elektr. Bahnen, 1933, Bd 9, H. 8.
5. Mapley J. M., Rowe H. E., Some general properties of nonlinear elements, I. General energy relations, Proc. IRE, 1956, v. 44, № 7.
6. Budeanu C., Puissances réactives et fictives, Inst. Nat. Roumain pour L'étude de L'aménagement et de L'utilisation de sources d'énergie, № 2, Bukarest, 1927.
7. Emde F., Enthüllung, ETZ, 1930, H. 15.
8. Маевский О. А., Методы расчета составляющих полной мощности в цепях с вентилями, Труды 2-й Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей, Сб. докладов № 2, Ташкент, 1963.
9. Толстов Ю. Г., Автономные инверторы. Преобразовательные устройства в электроэнергетике (труды Энергетического института им. Г. М. Кржижановского), изд-во «Наука», 1964.

[13.6.1966]



УДК 621.372.5

О синтезе реактивных четырехполюсников по заданным переходным характеристикам

П. Н. МАТХАНОВ

В ряде областей современной электротехники и радиотехники (импульсной технике, теории автоматического регулирования и т. д.) возникает необходимость проектирования электрических цепей с заданным законом протекания переходных процессов, в частности цепей, формирующих импульсы заданной формы. Задача эта наиболее последовательно может быть решена методами синтеза цепей по заданным временным функциям. Как известно, проблема синтеза включает в себя две части: аппроксимацию — получение физически осуществимой функции передачи цепи, с допустимой точностью воспроизводящей заданные временные функции, и реализацию — построение цепи по найденной функции передачи. При этом аппроксимация может производиться как во временной, так и в комплексной частотной области. Обе части проблемы должны решаться совместно.

Не всякое решение проблемы синтеза может оказаться приемлемым с инженерной точки зрения. Обычно требуется получение цепей, допускающих заземление, причем главным критерием достоинства решения является достижение наименьшего числа элементов цепи. При таком подходе к вопросу следует учитывать, что реализация функций передачи цепи общего вида, как правило, требует избыточного числа элементов, в то время как функции четырехполюсников с двумя видами элементов, в частности реактивных с нагрузкой в виде актив-

ного сопротивления¹, реализуются практически с минимальным числом элементов [Л. 1]. Применение реактивных четырехполюсников, нагруженных на активное сопротивление, представляет особый интерес не только по условиям более экономной реализации, но и в силу их свойств: отсутствия потерь в самой цепи, обеспечения высокого коэффициента использования напряжения или тока источников и т. д.; при этом полюсы функции передачи могут располагаться всюду в левой полуплоскости, что очень существенно для аппроксимации. При рассмотрении синтеза таких цепей вопрос реализации снимается ввиду разработанности и легкости решения [Л. 1]. Однако остающаяся первая часть синтеза — аппроксимация — усложняется, так как требуется получение ограниченного класса функций передачи реактивного четырехполюсника, нагруженного на активное сопротивление, выходная реакция которого с допустимой точностью воспроизводит временную функцию при действии на входе заданной э. д. с. или тока.

В настоящей статье излагается метод аппроксимации в комплексной частотной области, который обеспечивает получение функции передачи реактивного четырехполюсника, включенного на активное

¹ Цепи, состоящие из реактивных четырехполюсников с нагрузкой в виде активного сопротивления, являются фактически частным случаем цепей с тремя видами элементов.

сопротивление. Важной для практических приложений особенностью является простота метода, позволяющего сразу написать функции приближения любого порядка. Статья представляет развитие работы автора [Л. 2] на временные функции произвольной формы. Изложенный в ней метод синтеза может найти применение для проектирования пассивных цепей, формирующих импульсы любой заданной формы, для расчетов цепей задержки и цепей, корректирующих динамические свойства систем, для определения параметров систем по данным экспериментального исследования переходного процесса и т. д.

Системная функция. Будем для определенности предполагать, что на входе и выходе цепи заданы функции напряжения. Действующее на входе цепи напряжение примем в виде ступенчатой функции (включение к источнику постоянного напряжения), что встречается в большинстве практических задач. Напряжение $u_2(t)$, которое желательно иметь на выходе (на нагрузке в виде активного сопротивления), будем считать ограниченным и непрерывным, стремящимся к нулю или к постоянной величине при $t \rightarrow \infty$ и тождественно равным нулю при $t < 0$.

Для аппроксимации прежде всего необходимо определить выражение для системной функции, т. е. отношение изображений заданных функций на выходе и входе:

$$F(p) = \frac{L[u_2(t)]}{L[u_1(t)]} = KpL[u_2(t)] = KL[u'_2(t)], \quad (1)$$

где K — коэффициент использования напряжения источника, т. е. отношение амплитудных значений напряжений на выходе и входе.

Временная функция на выходе обычно задается в виде графика или в кусочно-аналитической форме. В первом случае (иногда и во втором) для нахождения изображения (1) требуется приближенное аналитическое представление выходной функции, например ее кусочно-линейная аппроксимация. Предпочтительнее, если это возможно, приближение производных, так как оно соответствует более точной кусочно-параболической аппроксимации самой функции [Л. 3]. Для получения последовательности импульсных функций, изображения которых легко написать, удобно дважды дифференцировать кусочно-линейную функцию. При кусочно-линейной аппроксимации переходной характеристики системная функция будет иметь вид²:

$$F(p) = \frac{K}{p} \sum_i q_i e^{-p\tau_i}, \quad (2)$$

где τ_i — моменты времени, в которые действуют импульсные функции; q_i — значения импульсных функций, равные разностям угловых коэффициентов сопряженных отрезков прямых.

При составлении функции (2) весьма желательно, чтобы значения τ_i были кратны некоторому интервалу Δt . При кусочно-линейном приближении $u'_2(t)$, т. е. импульсной характеристике, в знаменателе (2) окажется p^2 . Точность определения си-

стемной функции может быть повышена за счет уменьшения интервалов или кусочно-линейного приближения производных более высокого порядка. Из выражения (1) следует, что при $p=0$ системная функция равна $u_2(\infty)$ и в соответствии с указанными выше ограничениями для $u_2(t)$ эта функция будет постоянной величиной или будет обращаться в нуль; поэтому мы будем полагать, что системная функция имеет при $p=0$ нуль кратности v ($v=0, 1, 2, \dots$). В последующем в качестве функции, подлежащей аппроксимации в p -области, мы будем рассматривать функцию, не имеющую нуля при $p=0$ и получающуюся путем деления $F(p)$ на p^v :

$$F_1(p) = p^{-v} F(p). \quad (3)$$

Нас будут интересовать нули a_k и b_k вещественной и мнимой составляющих этой функции $p=j\omega$, т. е. функции

$$F_1(j\omega) = P_1(\omega) + j\omega Q_1(\omega), \quad (4)$$

поскольку излагаемый в статье метод аппроксимации предполагает, что обе составляющие имеют нули на оси ω . Легко убедиться, что это условие выполняется для системной функции вида (2): если моменты времени τ_i выбраны кратными некоторому интервалу Δt , то составляющие будут выражаться через тригонометрические полиномы. Например, в частном случае, когда функция (2) при $p=0$ имеет однократный нуль ($v=1$), получаем:

$$\left. \begin{aligned} P_1(\omega) &= \frac{K}{-\omega^2} \sum_i q_i \cos \tau_i \omega; \\ \omega Q_1(\omega) &= \frac{K}{-\omega^2} \sum_i q_i \sin \tau_i \omega. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Нули этих выражений можно определить сначала приближенно, из графических построений, а затем уточнить вычислениями; очевидно, достаточно это сделать в пределах периода $2\pi/\Delta t$.

Аппроксимация системной функции. Переядем к рассмотрению аппроксимации системной функции с помощью функции передачи реактивного четырехполюсника, которая в случае чисто активной нагрузки является дробно-рациональной функцией со знаменателем в виде полинома Гурвица и числителем в виде четного или нечетного полинома. Прежде всего функция передачи при $p=0$ должна иметь нуль той же кратности v , что и системная функция, так что если обозначить через $M(p)$, $N_1(p)$ и $N_2(p)$ четные полиномы с коэффициентами при старших степенях равными единице, то функцию передачи реактивного четырехполюсника, нагруженного на активное сопротивление, можно представить в виде

$$G(p) = \frac{m p^v M(p)}{n N_2(p) + p N_1(p)}, \quad (6)$$

где m и n — постоянные положительные коэффициенты. Степень числителя в выражении (6) не превышает степени знаменателя.

Введем в рассмотрение аппроксимирующую функцию, которая не имеет нулей при $p=0$:

$$G_1(p) = p^{-v} G(p) = \frac{m M(p)}{n N_2(p) + p N_1(p)}. \quad (7)$$

² Множитель p в знаменателе означает, что u'_2 получается интегрированием функции u''_2 , состоящей из импульсных функций.

Если $p = j\omega$, то

$$G_1(j\omega) = R_1(\omega) + j\omega X_1(\omega) = \\ = \frac{mM(\omega^2)}{n^2N_2^2(\omega^2) + \omega^2N_1^2} [nN_2(\omega^2) - j\omega N_1(\omega^2)]. \quad (8)$$

Таким образом, нулями вещественной и мнимой частей аппроксимирующей функции являются, кроме нулей числителя, соответственно нули четной и нечетной частей ее знаменателя.

Будем рассматривать интерполяцию функции (4) с помощью функции (8). Положим в общем случае, что узлы интерполяции различны для вещественной и мнимой частей. Обозначив через ω_{ak} и ω_{bk} узлы соответственно для вещественной и мнимой частей, получаем следующую систему уравнений для определения коэффициентов полиномов, входящих в функцию передачи:

$$\left. \begin{array}{l} P_1(\omega_{ak}) = R_1(\omega_{ak}) = \frac{mM(\omega_{ak}^2)N_2(\omega_{ak}^2)}{n^2N_2^2(\omega_{ak}^2) + \omega_{ak}^2N_1^2(\omega_{ak}^2)}; \\ Q_1(\omega_{bk}) = X_1(\omega_{bk}) = -\frac{mM(\omega_{bk}^2)N_1(\omega_{bk}^2)}{n^2N_2^2(\omega_{bk}^2) + \omega_{bk}^2N_1^2(\omega_{bk}^2)}. \end{array} \right\} \quad (9)$$

В случае произвольного расположения узлов определение коэффициентов полиномов, число которых равно числу уравнений системы (8), связано с большими трудностями. Кроме того, решение не гарантирует получения функции передачи физически реализуемой цепи.

В одном случае выбора узлов можно избежать этих трудностей. Именно, если выбрать узлы интерполяции в нулях P_1 и Q_1 , т. е. принять

$$\omega_{ak} = a_k; \quad \omega_{bk} = b_k,$$

то система (8) обращается в равенства:

$$\left. \begin{array}{l} M(a_k^2)N_2(a_k^2) = 0; \\ M(b_k^2)N_1(b_k^2) = 0. \end{array} \right\} \quad (10)$$

Из рассмотрения этих равенств следует, что данный случай интерполяции равносителен такому способу аппроксимации, при котором в качестве нулей вещественной и мнимой частей аппроксимирующей функции принимаются соответственно нули вещественной и мнимой частей функции $F_1(j\omega)$. При этом те нули P_1 и Q_1 , которые совпадают между собой, образуют нули числителя $M(p)$. Следовательно, в описываемом методе интерполяции узлы интерполяции не задаются, а определяются — они являются нулями вещественной и мнимой частей аппроксимируемой функции.

Условие физической реализуемости требует, чтобы нули a_k и b_k вещественной и мнимой частей аппроксимируемой функции, рассматриваемые в качестве нулей N_2 и N_1 , взаимно чередовались. При этом наибольшее и наименьшее значения учтенных нулей определяют полосу частот, в которой производится интерполяция, а число их определяет порядок функции передачи. Интерполяция должна

³ Сходимость аппроксимирующей функции при росте числа узлов следует из того, что P_1 и Q_1 являются целыми функциями.

производиться в полосе существенной части вещественной составляющей спектра, определяющей переходную характеристику системы. Поэтому для оценки полосы частот интерполяции необходимо приближенное построение графика указанного спектра, что для системной функции вида (2) легко выполнимо. Чем шире спектр временной функции и чем выше требование к точности воспроизведения заданной переходной характеристики, тем большей должна быть полоса, в которой производится интерполяция, и тем выше будет порядок функции передачи, определяющий минимально возможное число элементов формирующей цепи.

Следует отметить, что в некоторых случаях при знакопеременных импульсах, когда постоянная составляющая спектра близка или равна нулю, полоса интерполяции может начинаться не от нулевой, а от какой-либо конечной частоты. Чтобы обеспечить в начальный момент времени примерно одинаковое изменение реакции цепи и заданной переходной характеристики, скорости спада системной функции и функции передачи при $p \rightarrow \infty$ должны быть равны или мало отличаться друг от друга. Это условие определяет соотношение между числом нулей и числом полюсов функции передачи.

Теперь, когда изложены основные положения и условия принятого способа аппроксимации, можно перейти к составлению выражений для полиномов, входящих в искомую функцию передачи (6).

Согласно (10) мы должны принять в качестве четной и нечетной частей знаменателя соответственно

$$\left. \begin{array}{l} nN_2(p) = n \prod_k (p^2 + a_k^2) \\ pN_1(p) = p \prod_k (p^2 + b_k^2), \end{array} \right\} \quad (11)$$

и
а в качестве числителя

$$mM(p) = m \prod_l (p^2 + c_l^2). \quad (12)$$

В этих выражениях обозначено: c_l — совпадшие нули P_1 и ωQ_1 , т. е. нули $F_1(j\omega)$; a_k и b_k — те нули P_1 и ωQ_1 , которые принимаются за нули N_2 и pN_1 . Каждый из нулей, лежащих в принятой полосе интерполяции, должен входить в выражение (11) или (12). Для выполнения обязательного условия чередования общие нули c_l , входящие в (12), могут также входить в один из полиномов (11), т. е. учитываться дважды. С учетом (11) и (12) имеем для функции передачи:

$$G(p) = p^r G_1(p) = \frac{m p^r \prod_l (p^2 + c_l^2)}{n \prod_k (p^2 + a_k^2) + p \prod_k (p^2 + b_k^2)}. \quad (13)$$

Чтобы закончить процесс аппроксимации, необходимо определить коэффициенты m и n из условия обеспечения уровней (ординат) вещественной и мнимой частей. Для этого, применив интерполяцию, можно приравнять значения составляющих $F_1(j\omega)$ и $G_1(j\omega)$, соответствующих двум частотам ω_1 и ω_2 , которые выбираются вблизи частот

максимумов P_1 и ωQ_1 . Если для удобства расчетов выбрать частоту ω_1 совпавшей с одним из нулей b_k , а ω_2 — с одним из нулей a_k , то получим следующие уравнения:

$$P_1(\omega_1) = \frac{m}{n} \frac{\prod_{i=1}^l (c_i^2 - \omega_1^2)}{\prod_{k=1}^l (a_k^2 - \omega_1^2)};$$

$$\omega_2 Q_1(\omega_2) = -m \frac{\prod_{i=1}^l (c_i^2 - \omega_2^2)}{\omega_2 \prod_{k=1}^l (b_k^2 - \omega_2^2)}.$$

Решение этих уравнений дает значения коэффициентов:

$$m = -Q_1(\omega_2) \frac{\omega_2^2 \prod_{k=1}^l (b_k^2 - \omega_2^2)}{\prod_{i=1}^l (c_i^2 - \omega_2^2)};$$

$$n = \frac{m}{P_1(\omega_1)} \frac{\prod_{i=1}^l (c_i^2 - \omega_1^2)}{\prod_{k=1}^l (a_k^2 - \omega_1^2)}.$$
(14)

Таким образом, найдены все величины, входящие в искомую функцию передачи, и поставленная задача синтеза решена. Решение большого числа различных задач синтеза цепей по временным функциям подтвердило эффективность предложенного метода.

Характерным для изложенной методики аппроксимации является возможность непосредственного составления функций передачи реактивных цепей любого порядка, если известны нули a_k и b_k . Основная вычислительная работа связана с нахождением этих нулей⁴, а также с определением отклонений переходной характеристики цепи от заданной. Решение последней задачи, относящейся к области анализа, усложняется из-за того, что оценки предельно возможных значений отклонений, которые могут быть сделаны на основании соотношений между частотной и временной областями [Л. 2], малопригодны для рассматриваемой задачи синтеза, так как в большинстве практических задач требуется знать не только более точную величину максимального отклонения, но и место ее расположения в заданном интервале. Непосредственное вычисление оригинала изображения переходной характеристики, легко выполнимое на электронной вычислительной машине, дает наиболее полную картину отклонения реакции цепи от заданной. При этом практически для любой конкретной задачи синтеза из рассмотрения вещественного спектра по данным о допустимой сложности цепи и степени желательной точности могут быть намечены один или два приемлемых порядка функции передачи цепи.

⁴ Для временных функций, обладающих симметрией относительно средней вертикали, отпадает необходимость определения для нулей a_k и b_k ; необходимо найти только нули c_i функции $F_1(p)$ [Л. 2].

Пример. Для иллюстрации изложенного метода аппроксимации рассмотрим получение функции передачи реактивного четырехполюсника, который при действии на входе ступенчатого напряжения (включение постоянного напряжения) дает на активном нагрузочном сопротивлении импульс напряжения треугольной формы (рис. 1, а). Примем нормированную длительность импульса $\tau = \pi$ и длительность фронта $\tau_1 = a\pi = a\pi$; амплитуду импульса примем равной единице. На рис. 1, б, в показаны первая и вторая производные выходного импульса. Последняя состоит из импульсных функций, действующих при $t=0$, $t=a\pi$, $t=\pi$ и имеющих амплитуды $1/a\pi$, $-1/a\pi(1-a)$ и $1/\pi(1-a)$. Выражение для системной функции имеет вид:

$$F(p) = KL [u'_2(t)] =$$

$$= \frac{K}{a\pi(1-a)p} (1 - a - e^{-p\pi a} +$$

$$+ ae^{-p\pi}).$$

Рассмотрим конкретный случай, когда относительная длительность фронта $a = 1/3$. Для этого частного случая

$$F(p) = \frac{1.5K}{\pi p} (2 - 3e^{-p\pi/3} + e^{-p\pi}).$$

Системная функция имеет однократный нуль при $p=0$ ($v=1$), поэтому в качестве функции, подлежащей аппроксимации, будем рассматривать выражение

$$F_1(p) = \frac{1}{p} F(p) = \frac{1.5K}{\pi p^2} (2 - 3e^{-p\pi/3} + e^{-p\pi}),$$

которое является изображением переходной характеристики. При $p=j\omega$ вещественная и мнимая части будут следующими:

$$P_1(\omega) = \frac{1.5K}{\pi \omega^2} (3 \cos \pi \omega/3 - \cos \pi \omega - 2);$$

$$\omega Q_1(\omega) = \frac{1.5K}{\pi \omega^2} (\sin \pi \omega - 3 \sin \pi \omega/3).$$

Принимая $\omega_1 = 0$ и $\omega_2 = 1,144$, получаем:

$$P_1(\omega_1) = P_1(0) = \frac{\pi}{2} K; \omega_2 Q_1(\omega_2) = -1,174 K.$$

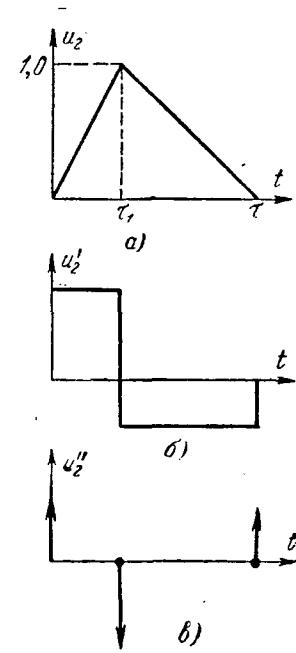
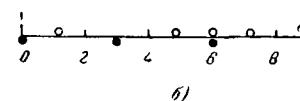
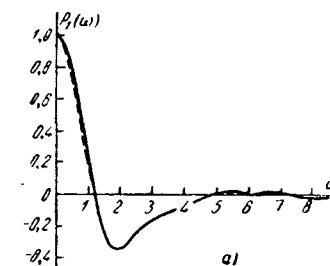


Рис. 1.

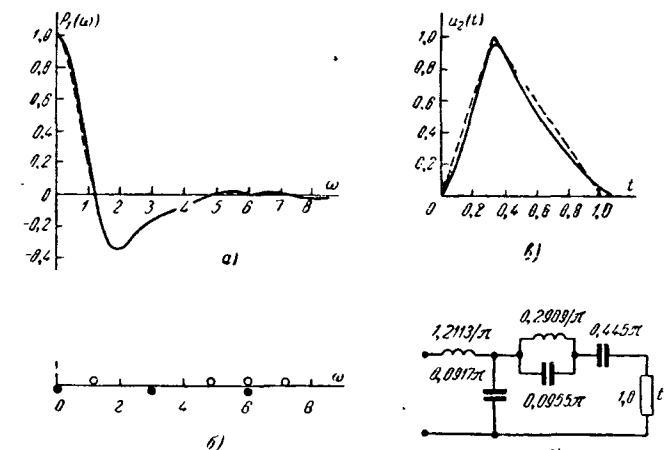


Рис. 2.

Корни вещественной и мнимой частей равны:

$$P_1(\omega) = 1,144; 4,856; 6,0; 7,144; 10,856; 12,0; \dots$$

$$\omega Q_1(\omega) = 0; 3,0; 6,0; 9,0; 12,0; \dots$$

На рис. 2,а представлен график вещественной части изображения переходной характеристики, а на рис. 2,б белыми кружками показано распределение нулей $P_1(\omega)$, а черными кружками — распределение нулей $\omega Q_1(\omega)$.

Примем верхнюю границу полосы $\omega_m = 6,0$, что соответствует функции передачи пятого порядка. На основании изложенного метода аппроксимации получаем согласно (11) и (12):

$$M(p) = (p^2 + 36);$$

$$N_2(p) = (p^2 + 1,144^2)(p^2 + 4,856^2);$$

$$pN_1(p) = p(p^2 + 9)(p^2 + 36).$$

В соответствии с (14) коэффициенты, входящие в функцию передачи, имеют следующие значения:

$$m = 10,32 \text{ K}; n = 7,80.$$

Подставив найденные величины в (6), получаем функцию передачи цепи:

$$G(p) = \frac{10,32Kp(p^2 + 36)}{p(p^2 + 9)(p^2 + 36) + 7,80(p^2 + 1,144^2)(p^2 + 4,856^2)}.$$

Соответствующая переходная характеристика цепи, изображенная на рис. 2,в, показывает, что достигнута удовлетворительная аппроксимация в t -области. На рис. 2,г приведена схема цепи, использование напряжения источника $K = 0,872$. Аналогично можно получить выражения для функций передачи любого порядка.

◆ ◆ ◆

УДК 538.12+538.26:621.313.013.042.4.001.24

Метод расчета магнитных проводимостей воздушных зазоров

Канд. техн. наук Л. Д. ОСНОВИЧ

Новосибирский электротехнический институт

Точность расчета электрических машин и аппаратов в значительной мере зависит от точности расчета их магнитной цепи, которая в свою очередь в основном определяется точностью расчета магнитных проводимостей воздушных зазоров для рабочих потоков и потоков рассеяния. Определение магнитных проводимостей воздушных зазоров является исключительно сложной задачей расчета трехмерного поля.

Если воздушные зазоры ограничены плоскими ферромагнитными поверхностями, перпендикулярными некоторой основной плоскости, то можно считать поле приближенно плоскопараллельным, т. е. не зависящим от координаты по оси, перпендикулярной основной плоскости. При этом часто встречается случай, когда границы воздушного зазора представляют собой ломаные линии, которые можно считать эквипотенциальными линиями, если принять магнитную проницаемость стали $\mu_{ст} = \infty$. В последнем случае задачу расчета поля принципиально можно решить при помощи теории конформных отображений — интегралом Кристоффеля-Шварца.

Выводы. 1. Метод синтеза цепей по заданной переходной характеристике гарантирует получение функций передачи реактивных четырехполюсников с нагрузкой в виде активного сопротивления, которые легко реализуются с минимально возможным числом элементов.

2. Метод основан на аппроксимации системной функции в комплексной частотной области путем интерполяции ее составляющих с выбором узлов в нулях вещественной и мнимой частей. Метод обеспечивает вполне удовлетворительную сходимость во временной области.

3. Изложенный метод синтеза может найти применение для решения широкого класса задач проектирования различных импульсных цепей и фильтров с заданными частотными и переходными характеристиками, для аппроксимации экспериментальных кривых систем автоматического регулирования и т. п.

Литература

1. Балабанян Н., Синтез электрических цепей, Госэнергоиздат, 1961.

2. Матханов П. Н., Синтез линейных цепей, формирующих импульсы заданной формы разложением целых функций в бесконечные произведения, Изв. вузов, Радиотехника, 1959, № 1.

3. Guillemin E. A., Computational techniques which simplify the correlation between steady-state and transient responses, Proc. of NEC, 1954, № 9.

[3.5.1965]

Проиллюстрируем предлагаемый метод на практически важном примере расчета проводимости воздушного зазора между прямоугольным полюсом и плоскостью ζ (рис. 2).

Считая, что размер полюса с одной стороны не ограничен, отобразим внутреннюю часть треугольника $M_1M_2M_3$ (вершины M_1 и M_3 в бесконечности) плоскости Z (рис. 2) на верхнюю полуплоскость области ζ (рис. 3). В таблице приведены точки и углы треугольника плоскости Z .

Область	Точка или угол	Координаты точек и углы треугольника		
		1	2	3
Z	M	∞	$j\delta$	∞
	$\frac{\alpha}{\pi}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}$	0
ζ	m	∞	-1	0

Легко показать [Л. 1], что интеграл Кристоффеля-Шварца, дающий требуемое отображение, в этом случае имеет вид:

$$Z = \frac{\delta}{\pi} \int_{-1}^{\zeta} \frac{\sqrt{\zeta+1}}{\zeta} d\zeta + j\delta = \frac{2\delta}{\pi} \left(\sqrt{\zeta+1} - \frac{1}{2} \ln \frac{\sqrt{\zeta+1}+1}{\sqrt{\zeta+1}-1} \right). \quad (8)$$

Комплексный потенциал рассматриваемого поля [Л. 5]

$$W = \frac{U_m}{\pi} \ln \zeta. \quad (9)$$

Модуль напряженности магнитного поля [Л. 5]

$$H_c = \left| \frac{dW}{dz} \right| = \left| \frac{U_m}{\pi} \frac{1}{\zeta} \frac{\pi}{\delta} \frac{\zeta}{\sqrt{\zeta+1}} \right| = \frac{U_m}{\delta} \left| \frac{1}{\sqrt{\zeta+1}} \right|. \quad (10)$$

Точкам оси x плоскости Z соответствуют действительные положительные значения $\zeta = t > 0$. При этом уравнение (8) можно записать в виде

$$x = \frac{2\delta}{\pi} (\sqrt{t+1} - \operatorname{Arcth} \sqrt{t+1}); \quad (11)$$

$$H_c = \frac{U_m}{\delta} \frac{1}{\sqrt{t+1}}. \quad (12)$$

Из (1), (5), (11) и (12) получим для координаты x_{10} и соответствующей ей координаты t_{10} выражения:

$$\sqrt{t_{10}+1} = 1 + \Delta; \quad (13)$$

$$\frac{x_{10}}{\delta} = \frac{2}{\pi} [(1 + \Delta) - \operatorname{Arcth} (1 + \Delta)]. \quad (14)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{При } \Delta = 0,01 & \quad \frac{x_{10}}{\delta} = -1,04; \\ \text{при } \Delta = 0,05 & \quad \frac{x_{10}}{\delta} = -0,51. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Таким образом, на расстоянии от края полюса, равном $1,04\delta$, поле на 1% отличается от однородного, на расстоянии $0,51\delta$ — на 5%. В большинстве практических случаев, особенно для рабочих воздушных зазоров, $d > \delta$ и можно пользоваться предлагаемым методом расчета проводимостей.

Из (3), (6), (11) и (12) получим для координаты x_{20} и соответствующей ей координаты t_{20} выражения:

$$\sqrt{t_{20}+1} = \frac{\pi}{2} \frac{x_{20}}{\delta} (1 + \Delta); \quad (16)$$

$$\frac{x_{20}}{\delta} = (1 + \Delta) \frac{x_{20}}{\delta} - \frac{2}{\pi} \operatorname{Arcth} (1 + \Delta) \frac{\pi}{2} \frac{x_{20}}{\delta}. \quad (17)$$

Трансцендентное уравнение (17) легко решить, если учесть, что аргумент арк-котангенса гиперболического существенно больше единицы. Разложив его в степенной ряд и ограничившись первым членом, придем к уравнению:

$$\frac{x_{20}}{\delta} \approx (1 + \Delta) \frac{x_{20}}{\delta} - \frac{2}{\pi} \frac{2\delta}{(1 + \Delta) \pi x_{20}}. \quad (18)$$

Решив (18), получим:

$$\left. \begin{aligned} \text{при } \Delta = 0,01 \quad \frac{x_{20}}{\delta} &= 6,4; \\ \text{при } \Delta = 0,05 \quad \frac{x_{20}}{\delta} &= 2,8. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Если высота полюса $h > 1,8\delta$, то предлагаемый метод расчета вполне закончен.

Удельную проводимость области c легко определить по координатам t_{10} и t_{20} точек на плоскости ζ , соответствующих точкам x_{10} и x_{20} плоскости Z . Поскольку при конформном отображении проводимость не изменяется, ее можно вычислить для поля на плоскости ζ , где она равна [Л. 4]:

$$g_c = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{t_{20}}{t_{10}}; \quad (20)$$

подставляя из (13) и (16) выражения для t'_{10} и t_{20} , получим:

$$g_c = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{\left[\frac{\pi}{2} \frac{x_{20}}{\delta} (1 + \Delta) \right]^2 - 1}{(1 + \Delta)^2 - 1}. \quad (21)$$

При высоте полюса, превышающей $(x_{20} - \delta)$,

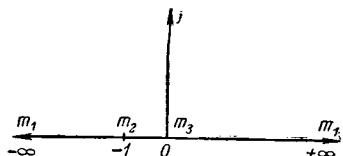
$$\left. \begin{aligned} \text{для } \Delta = 0,01 & \quad g_c = 2,72\mu_0; \\ \text{для } \Delta = 0,05 & \quad g_c = 1,68\mu_0. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

При $\Delta = 0,05$ проводимость получилась меньше, но следует учитывать, что и область, для которой она определена, меньше. При $\Delta = 0,05$ для области поля, соответствующей $\Delta = 0,01$, проводимость

$$\begin{aligned} g &= g_c + g'_b + g'_a = 1,68\mu_0 + \\ &+ \frac{2\mu_0}{\pi} \ln \frac{6,4}{2,8} + \mu_0 (1,04 - 0,51) = 2,74\mu_0. \end{aligned}$$

Таким образом, расчет проводимости при допущении относительной погрешности расчета напряженности поля $\Delta = 0,05$ дает погрешность лишь 0,7% по сравнению с $\Delta = 0,01$.

Из (2), (4), (15), (19) и (22) для $\Delta = 0,05$ и

Рис. 3. Образ области Z на плоскости ζ .

полюса, имеющего одинаковую высоту с обеих сторон, причем $x > 2,8\delta$, $h > 1,8\delta$ и $d > \delta$, получим следующее выражение удельной магнитной проводимости полюс-плоскость:

$$g = \frac{\mu_0 d}{\delta} + \frac{4\mu_0}{\pi} \ln \frac{x}{\delta} + 1,05\mu_0, \quad (23)$$

где x — координата крайней точки на плоскости.

Если $(h+\delta) < x$ (но $h > 1,8\delta$), то вместо x в (23) нужно подставить $(h+\delta)$.

Если $x < 2,8\delta$ (или $h < 1,8\delta$), то

$$g_c = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{t}{t_{10}}. \quad (24)$$

Координату t можно определить по x из (11). Поскольку $h=0$ соответствует $\zeta=-1$, то соответствующей точке силовой линии на оси x соответствует $t=+1$. Учитывая, что $t > 1$, разложим ареакотангенс гиперболический в степенной ряд и ограничимся первым членом. Решив полученное квадратное уравнение, найдем:

$$t = \left(\frac{\pi}{2} \frac{x}{\delta} \right)^2 \left[0,5 + \sqrt{0,25 + \left(\frac{2\delta}{\pi x} \right)^2} \right]. \quad (25)$$

Соответственно при $d > \delta$, $x < 2,8\delta$ будет:

$$g = \frac{\mu_0 d}{\delta} + \frac{2\mu_0}{\pi} \ln \left(\frac{\pi}{2} \frac{x}{\delta} \right)^2 \times \\ \times \left[0,5 + \sqrt{0,25 + \left(\frac{2\delta}{\pi x} \right)^2} \right] + 0,44\mu_0. \quad (26)$$

Часто высота полюса мала; она определяет координату x . Поэтому необходимо иметь связь x и h . Ее легко получить из (8), если учесть, что точкам полюса, лежащим на оси y , соответствует $\zeta = -\tau < -1$, где τ — действительное положительное число. Кроме того, для точек x (соответственно t) и y (соответственно τ), лежащих на одной силовой линии, $t = \tau$, где t определяется из (25):

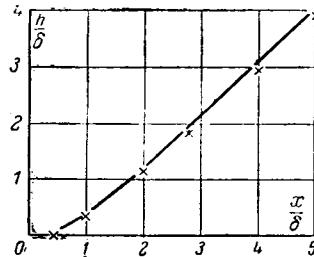
$$\frac{h}{\delta} = \frac{y}{\delta} - 1 = \frac{2}{\pi} (\sqrt{t-1} + \operatorname{arcctg} \sqrt{t-1}) - 1. \quad (27)$$

По (25) и (27) построена кривая (рис. 4), по которой удобно определять x для заданного h .

Как и следовало ожидать, при $h > 1,8\delta$

$$\frac{x}{\delta} \approx \frac{h}{\delta} + 1.$$

Проводимость с «ребер» можно найти, как это предлагается в [Л. 2], вычислив по проводимости (23) размер d_1 фиктивного полюса, а затем по это-

Рис. 4. Зависимость между координатами h и x по формулам (25) и (27). * — экспериментальные точки.

му размеру определить проводимость как для однородного поля, или по экспериментальным формулам [Л. 6].

На рис. 5 приведены кривые удельной магнитной проводимости, рассчитанные по (23) и (26) и снятые экспериментально моделированием поля на проводящей бумаге. При моделировании учитывалась действительная ширина полюса d . Высота полюса принималась бесконечной; это обеспечивалось достаточно точно тем, что на модели линия, соединяющая точки $\frac{h}{\delta} = 9$ и $\frac{h}{\delta} = 10$, считалась силовой линией, имеющей форму дуги окружности.

Максимальное расхождение результатов расчета и эксперимента не превышает 10% при $\frac{d}{\delta} = 1$ и $\frac{h}{\delta} = 0$, т. е. в самом неблагоприятном случае. При моделировании определялась также экспериментальная зависимость $\frac{h}{\delta} = f\left(\frac{x}{\delta}\right)$, приведенная на рис. 4. В приложении приведен для сравнения расчет этой же проводимости по точным аналитическим формулам. Как видно, при этом тоже приходится допускать ряд приближений, причем сам расчет значительно сложнее и формулы малопригодны для анализа.

Предлагаемый метод расчета, что особенно важно, может быть использован для расчета магнитной проводимости между полюсами более сложной конфигурации, ограниченными ломаной линией.

Приложение. Интересно сравнить расчет проводимости по приближенным выражениям (23) и (26) с расчетом по формулам, полученным на основании точного решения задачи для случая полюс-плоскость при помощи интеграла Кристоффеля-Шварца [Л. 1 и 6].

В соответствии с [Л. 6] и обозначениями данной статьи удельная проводимость полюс-плоскость

$$g = \frac{2\mu_0}{\pi} \ln (2\sqrt{\xi^2 - \xi} + 2\xi - 1). \quad (\text{П-1})$$

Величина ξ есть действительная часть комплексной переменной ζ , которая связана с координатой Z плоскости, в которой находятся действительные полюсы соотношением

$$\frac{Z}{\delta} = \frac{1}{2E(k)} \int_0^{\zeta} \sqrt{\frac{1-k^2\zeta}{\zeta(\zeta-1)}} d\zeta, \quad (\text{П-2})$$

где $E(k)$ — полный эллиптический интеграл второго рода.

Модуль k полного эллиптического интеграла второго рода определяется из уравнения

$$\frac{d}{2\delta} = \frac{K(k') - E(k')}{E(k)}, \quad (\text{П-3})$$

где $K(k')$, $E(k')$ — полные эллиптические интегралы первого и второго рода от дополнительного модуля $k' = \sqrt{1-k^2}$.

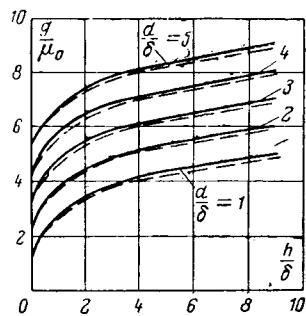


Рис. 6. Удельная магнитная проводимость полюс-плоскость.
Сплошные кривые — по формулам (23) и (26), пунктирные — по формулам (П-1), (П-4) и (П-5).

Выражение (П-2) подстановкой $\zeta = u^2$ приводится к не-
полному эллиптическому интегралу второго рода.

Таким образом, для точного расчета проводимости по (П-1) необходимо решить (П-3), затем из (П-2) выразить действительную часть ζ через Z и подставить в (П-1). Выполнить эти операции непосредственно аналитически невозможно, поэтому в [Л. 6] приводятся необходимые приближенные выражения.

При $0 \leq k \leq 0,3$

$$k \approx \frac{1,47}{e^{d/1,285}}; \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad (П-4)$$

при $k > 0,3$

$$k \approx \frac{2}{1 + e^{d/1,165}}.$$

В зависимости от координаты h на полюсе (рис. 2)

◆ ◆ ◆

Как видно, расчет по точным выражениям по существу является также приближенным, причем соответствующие выражения гораздо сложнее формул, приведенных в данной статье. На рис. 6 приведены кривые проводимостей по (П-1), (П-4) и (П-5) и по (23) и (26), которые практически мало отличаются.

Литература

1. Лаврентьев М. А. и Шабат Б. В., Методы теории функций комплексного переменного, изд-во Физматгиз, 1958.
2. Буль Б. К., К расчету магнитных проводимостей полюса вблизи воздушного зазора, «Электричество», 1952, № 7.
3. Буль Б. К., Определение погрешностей и пределов применимости формул удельных магнитных проводимостей, «Электричество», 1960, № 4.
4. Ступель Ф. А., Электромеханические реле, изд. Харьковского университета, 1956.
5. Основич Л. Д., Расчет магнитного поля возбуждения в междуполюсном пространстве машины постоянного тока с печатной обмоткой на роторе, Известия вузов, Электромеханика, 1963, № 11.
6. Руцин Ю. С., О расчете магнитной проводимости воздушного зазора двухполюсного магнита, «Вестник электропромышленности», 1959, № 10.

[26.7.1965]

УДК 621.318.13

Обобщенные коэффициенты прямоугольности петли гистерезиса ферромагнетиков и сердечников

Доктор техн. наук, проф. М. А. РОЗЕНБЛАН

Москва

Симметричную петлю гистерезиса ферромагнетика или сердечника, получаемую при его циклическом перемагничивании под действием поля, поочередно принимающего экстремальные значения H_m и $-H_m$, принято называть прямоугольной, если значение индукции B_m , соответствующей напряженности поля $H_m > H_c$, мало отличается от величины остаточной индукции B_r (рис. 1, а). Степень прямоугольности петли гистерезиса обычно характеризуют коэффициентом прямоугольности

$$\alpha = \frac{B_r}{B_m} \quad (1)$$

независимо от крутизны «вертикальных» участков петли гистерезиса.

Часто степень прямоугольности петли гистерезиса также характеризуют значением средней магнитной проницаемости¹ (или проницаемостью на частном цикле) в зоне «насыщения»:

$$\mu_{\Delta s} = \frac{B_m - B_r}{H_m} = \frac{B_m}{H_m} (1 - \alpha). \quad (2)$$

¹ Величину средней магнитной проницаемости, определяемую формулой (2), также обозначают μ_s , $\mu_{\Delta 1}$ [Л. 1] и $\mu_{\Delta p}$ [Л. 2].

3*

К сожалению, однако, отсутствует однозначная связь между основными качественными показателями большинства ферромагнитных элементов и величиной α или $\mu_{\Delta s}$ их сердечников. Нередко сердечники с меньшим значением α (или с большим значением $\mu_{\Delta s}$) позволяют создать более качественные ферромагнитные устройства по таким показателям, которые зависят от степени прямоугольности петли гистерезиса, чем сердечники с более высокими значениями α (или с меньшими значениями $\mu_{\Delta s}$). На это обстоятельство обратил внимание В. В. Бардиг, который предложил характеризовать сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса величиной

$$\beta = \frac{B_r}{\mu_{\Delta s}} = \frac{\alpha H_m}{1 - \alpha}, \quad (3)$$

названной им обобщенным статическим коэффициентом прямоугольности [Л. 1]. Однако и этот коэффициент, имеющий размерность напряженности поля, не всегда с достаточной полнотой характеризует степень прямоугольности петли гистерезиса. С целью нахождения параметра, позволяющего более полно охарактеризовать степень

прямоугольности петли гистерезиса, рассмотрим некоторые типичные примеры.

Влияние степени прямоугольности петли гистерезиса сердечников на характеристики некоторых магнитных элементов. С целью получения более наглядных результатов, характеризующих влияние неравенства $B_m \neq B_r$ на свойства различных магнитных элементов, вместо реальной петли гистерезиса (рис. 1, а) рассмотрим некоторую линеаризованную петлю гистерезиса (рис. 1, б), образуемую четырьмя прямыми линиями, две из которых параллельны осям ординат.

Максимальная кратность тока управляемого дросселя (рис. 2, а). Максимально возможное среднее значение тока на выходе дросселя, достигаемое при отсутствии нагрузки и пренебрежительно малом активном сопротивлении R_0 обмоток w_p (т. е. при $R_0 \ll \omega L_s$), равно:

$$I_{\max} = \frac{U_{cp}}{\omega L_s}, \quad (4)$$

где U_{cp} — среднее значение питающего напряжения;

$$L_s = 2 \frac{\omega_p^2 S \mu_{\Delta s}}{l} \quad (5)$$

— индуктивность двух последовательно включенных обмоток w_p при одновременном насыщении обоих сердечников под действием входного сигнала.

Здесь S — площадь поперечного сечения, а l — средняя длина одного сердечника.

Минимальное возможное среднее значение выходного тока, достигаемое при отсутствии входного сигнала ($I_y = 0$) и при

$$U_{cp} \leq 2 \cdot 4 f w_p S B_r, \quad (6)$$

равно:

$$I_{\min} = \frac{H_c l}{w_p}. \quad (7)$$

Выбирая для U_{cp} максимально допустимую величину согласно (6), находим из (4) — (7) максимально возможную кратность изменения тока нагрузки:

$$K_{\text{кр. макс}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{2}{\pi} \frac{B_r}{\mu_{\Delta s} H_c} = \frac{2}{\pi} \epsilon_c, \quad (8)$$

где

$$\epsilon_c = \frac{B_r}{\mu_{\Delta s} H_c} = \frac{\beta}{H_c} = \frac{\alpha}{\alpha - 1} \frac{H_m}{H_c}. \quad (9)$$

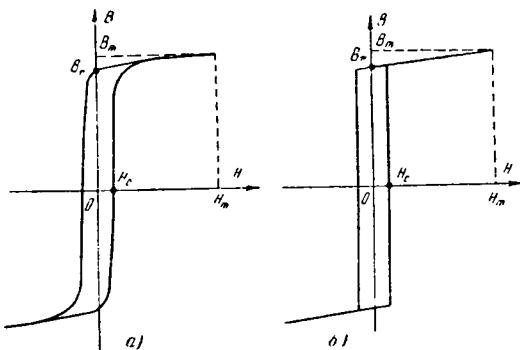


Рис. 1
Вологодская областная универсальная научная библиотека

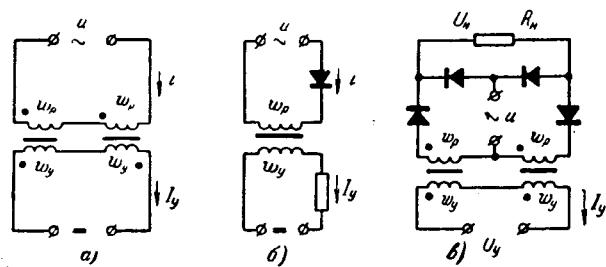


Рис. 2.

В дальнейшем величину ϵ_c (а не β) будем называть обобщенным статическим коэффициентом прямоугольности петли гистерезиса.

Если принять во внимание, что изменение магнитного состояния сердечника при $H_y = 0$ в действительности происходит по симметричной динамической петле гистерезиса, имеющей среднюю ширину $2H_{cd}$, где H_{cd} — динамическая коэрцитивная сила сердечника, то

$$I_{\min} = \frac{H_{cd} l}{w_p}.$$

В этом случае вместо (8) получим:

$$K_{\text{кр. макс}} = \frac{2}{\pi} \epsilon_d,$$

где

$$\epsilon_d = \frac{B_r}{\mu_{\Delta s} H_{cd}} = \frac{\beta}{H_{cd}} = \frac{\alpha}{\alpha - 1} \frac{H_m}{H_c} \quad (10)$$

— обобщенный динамический коэффициент прямоугольности.

В отличие от ϵ_c величина ϵ_d для данного сердечника, как и H_{cd} , зависит как от скорости или частоты, так и от характера изменения перемагничивающего поля во времени [Л. 3].

Максимальная кратность тока однополупериодного магнитного усилителя (рис. 2, б). Максимально возможное значение постоянного тока на выходе усилителя, достигаемое при синусоидальной форме питающего напряжения и при отсутствии входного сигнала, равно:

$$I_{\max} = \frac{U_m}{\omega L_s} = \frac{U_{cp}}{4f L_s}.$$

Минимальное значение постоянного тока на выходе усилителя, достигаемое при напряженности поля сигнала $H_y = -H_{cd}$, составляет:

$$I_{\min} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (H_{cd} - H_y) \frac{l}{w_p} d\omega t = H_{cd} \frac{l}{w_p}.$$

Принимая во внимание, что для рассматриваемой схемы значения L_s и L_{cp} вдвое меньше соответствующих величин для схемы на рис. 2, а, определяемых формулами (5) и (6), находим:

$$K_{\text{кр. макс}} = \frac{B_r}{\mu_{\Delta s} H_{cd}} = \epsilon_d.$$

Коэффициент усиления магнитного усилителя. Непрямоугольность петли гистерезиса влияет также на коэффициент усиления магнитного уси-

лиителя. В качестве примера определим среднее значение коэффициента усиления напряжения для двухполупериодного усилителя по схеме рис. 2,в на участке его характеристики вход—выход, ограниченном значениями тока управления $I_y = I_{y1} = -\frac{H_{\text{ед}} l}{w_y}$ и $I_y = I_{y2} = 0$. При $I_y = I_{y1}$ напряжение на выходе усилителя имеет минимальное значение [Л. 3]:

$$U_{\text{мин}} = I_{\text{мин}} R_h = \frac{2H_{\text{ед}} l}{w_p} R_h, \quad (11)$$

где R_h — сопротивление нагрузки.

При $I_y = I_{y2} = 0$ напряжение на нагрузке близко к максимальному и равно (пренебрегая падением напряжения на активном сопротивлении обмоток):

$$U_h(0) = U_{\text{ср}} - 2f w_p S (B_m - B_r),$$

где $U_{\text{ср}}$ — среднее значение питающего напряжения;

$B_m = B_r + \mu_{\Delta s} H_m$ — максимальное значение индукции, достигаемое под действием тока i в обмотке w_p .

При синусоидальной форме питающего напряжения

$$H_m = \frac{w_p I_m}{l} = \frac{\pi}{2} \frac{w_p}{l} I_{\text{макс}}, \quad (12)$$

где $I_{\text{макс}}$ — максимальное значение постоянного тока в цепи нагрузки.

Средний коэффициент усиления напряжения на рассматриваемом участке характеристики усилителя составляет:

$$K_U = \frac{U_h(0) - U_{\text{мин}}}{(I_{y2} - I_{y1}) R_h} = K_{U0} - \Delta K_U, \quad (13)$$

где

$$K_{U0} = \frac{U_{\text{ср}} w_y}{R_h H_{\text{ед}} l} - 2 \frac{w_y R_h}{w_p R_y} \quad (14)$$

— коэффициент усиления напряжения в случае идеальной прямоугольности петли гистерезиса ($B_m = B_r$);

$$\Delta K_U = \frac{2f w_p w_y S H_{\text{ед}} \mu_{\Delta s}}{R_y H_{\text{ед}} l} \quad (15)$$

— уменьшение коэффициента усиления, обусловленное непрямоугольностью петли гистерезиса.

Пренебрегая вторым членом в правой части выражения (14), который обычно много меньше первого члена, учитывая (11) и (12) и принимая для $U_{\text{ср}}$ максимально допустимое значение ($4f w_p S B_r$), находим относительное уменьшение коэффициента усиления:

$$\frac{\Delta K_U}{K_{U0}} = \frac{\pi}{2} \frac{K_{\text{кр}}}{\epsilon_d},$$

где $K_{\text{кр}} = I_{\text{макс}}/I_{\text{мин}}$ — кратность изменения тока нагрузки.

Таким образом, при данном значении $K_{\text{кр}}$ коэффициент усиления изменяется обратно пропорционально обобщенному динамическому коэффициенту прямоугольности петли гистерезиса.

Отношение сигнала к помехе для элемента памяти магнитного оперативного запоминающего устройства с выборкой методом совпадения токов

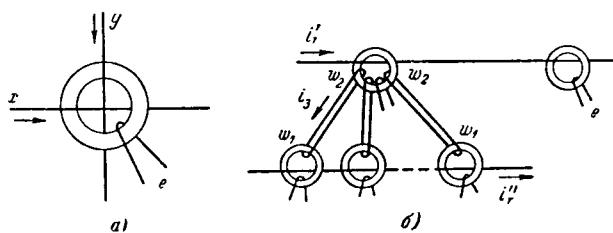


Рис. 3.

(рис. 3,а). Суммарная напряженность поля, создаваемого токами в двух проводах (x и y) при считывании, равна $H_m = kH_c$, где $1 < k < 2$. Значение k зависит от крутизны «вертикальных» участков петли гистерезиса применяемых сердечников. Обычно $k \approx 1,3$. Вольт-секундная площадь положительного импульса э. д. с., индуцируемой в выходной обмотке сердечника, при считывании единицы равна:

$$\psi_1 = (2B_r + H_m \mu_{\Delta s}) S,$$

а при считывании нуля составляет:

$$\psi_0 = H_n \mu_{\Delta s} S.$$

Для отношения сигнала к помехе имеем:

$$\frac{\psi_1}{\psi_0} = \frac{2B_r}{H_m \mu_{\Delta s}} + 1 = \frac{2}{k} \epsilon_c + 1. \quad (16)$$

Отметим, что отношение амплитудных значений сигнала и помех не пропорционально ϵ_c [Л. 1].

Отношение сигнала к помехе и нагрузочная способность магнитных логических элементов. Рассмотрим систему магнитных логических элементов на ферритовых сердечниках, питаемых от общего источника тока через одновитковые (прямые) обмотки. На выходе отдельных элементов может быть включена различная по величине нагрузка. Для упрощения вывода основных соотношений рассмотрим наиболее неблагоприятный случай, когда один из элементов нагружен на n таких же элементов, а другой элемент (например, выходной элемент, работающий на усилитель) практически не нагружен. С этой же целью при рассмотрении режима считывания учтем лишь токи в выходных обмотках элементов и не будем учитывать токи, наводимые в обмотках записи. Принципиальная схема включения элементов для одного из тактов (система обычно является многотактной) в условном виде показана на рис. 3,б.

Максимально допустимое время перемагничивания сердечника при считывании ограничено заданной частотой f тактовых импульсов: $\tau_{\text{ч}} \leq \frac{1}{mf}$, где m — число тактов системы. Для обеспечения устойчивой передачи информации необходимо, чтобы время перемагничивания сердечника при записи $\tau_3 \leq \tau_{\text{ч}}$. Значения τ_3 и $\tau_{\text{ч}}$ могут быть вычислены по известным формулам [Л. 1 и 2]:

$$\tau_{\text{ч}} = \frac{S_{\text{в}}}{H_{\text{ч}} - H_0}, \quad \tau_3 = \frac{S_{\text{в}}}{H_3 - H_0}, \quad (17)$$

где $S_{\text{в}}$ — коэффициент переключения;

H_0 — коэрцитивная сила для эквивалентной петли гистерезиса, соответствующей линеаризованному уравнению (17);
 $H_{c\text{ч}}$ и H_3 — напряженности поля в сердечниках при считывании и записи.

Для сердечника, нагруженного при считывании на n аналогичных сердечников, имеем:

$$H_{c\text{ч}} = H_m - n \frac{w_2 i_3}{l}, \quad (18)$$

где H_m — напряженность поля, создаваемая тактовым импульсом тока;

w_2 — число витков выходной обмотки;

i_3 — ток записи для сердечников, включенных на выходе данного сердечника.

Если пренебречь влиянием токов, наводимых при записи в выходных обмотках сердечников, то для напряженности поля записи получим:

$$H_3 = \frac{w_1 i_3}{l}, \quad (19)$$

где w_1 — число витков обмотки записи.

Принимая $\tau_{c\text{ч}} = t_3 = \tau$, что соответствует $H_{c\text{ч}} = H_3 = H$, из (17) — (19) найдем:

$$H = \frac{H_m}{1 + n \frac{w_2}{w_1}} = H_0 + \frac{S_w}{\tau}. \quad (20)$$

Отношение сигнала к помехе для ненагруженного сердечника в схеме, изображенной на рис. 3,б, определяется формулой (16). Подставляя в нее значение H_m из (20), получим:

$$\begin{aligned} \frac{\psi_1}{\psi_0} &= \frac{2 \tau}{\left(H_0 + \frac{S_w}{\tau} \right) \left(1 + n \frac{w_2}{w_1} \right) \mu_{\Delta s}} + 1 = \\ &= \frac{2 \epsilon_0}{\left(1 + \frac{S_w}{\tau H_0} \right) \left(1 + n \frac{w_2}{w_1} \right)} + 1, \end{aligned} \quad (21)$$

где

$$\epsilon_0 = \frac{B_r}{H_0 \mu_{\Delta s}}. \quad (22)$$

Если минимально допустимое отношение ψ_1/ψ_0 задано, то формула (21) определяет максимально допустимое значение n . При частоте тактовых импульсов менее 10 кГц обычно $\frac{S_w}{\tau H_0} \ll 1$, и для этого случая из (21) получаем:

$$n \leq \frac{w_1}{w_2} \left(\frac{2 \epsilon_0}{\frac{\psi_1}{\psi_0} - 1} - 1 \right).$$

Относительное отклонение формы петли гистерезиса от прямоугольной. Приведенные выше при-

меры показывают, что важные качественные показатели различных типов магнитных элементов в значительной степени определяются обобщенными коэффициентами прямоугольности ϵ_c , ϵ_d или ϵ_0 . Эти коэффициенты имеют вполне определенный физический смысл. Рассмотрим, например, коэффициент ϵ_c .

Для этого условно представим реальный сердечник, состоящий из двух сердечников — «идеального» и «линейного» (рис. 4). Первый из этих сердечников имеет идеальную прямоугольную петлю гистерезиса в том смысле, что после насыщения сердечника дальнейшее увеличение поля не вызывает увеличения магнитной индукции, т. е. $B = B_r = \text{пост.}$ при $H > H_c$ (рис. 4,б), а второй («линейный») сердечник имеет постоянную магнитную проницаемость $\mu = \mu_{\Delta s} = \text{пост.}$ (рис. 4,в). Для оценки степени непрямоугольности петли гистерезиса реального сердечника необходимо, очевидно, сравнивать магнитную проницаемость $\mu_{\Delta s}$ «линейного» сердечника, являющуюся его единственной характеристикой, с аналогичной величиной для «идеального» сердечника. Для сердечника с идеальной прямоугольной петлей гистерезиса имеется лишь одна величина с размерностью магнитной проницаемости, которая однозначно связана с основными магнитными параметрами сердечника. Этой величиной является отношение $B_r/H_c = \mu_{\text{макс.}}$, которое представляет собой максимальную проницаемость, соответствующую основной кривой намагничивания сердечника. Таким образом, обобщенный коэффициент прямоугольности ϵ_c характеризует относительное отклонение реальной прямоугольной петли гистерезиса от идеальной в области насыщения. Очевидно, что целесообразно вводить в рассмотрение коэффициент ϵ_c и в том случае, когда «вертикальные» участки предельной петли гистерезиса имеют конечную крутизну.

Коэффициенты прямоугольности некоторых ферромагнетиков. В табл. 1—4 приведены результаты измерения статических коэффициентов прямоугольности для сердечников, выполненных из различных магнитных материалов. В каждом случае измерения производились только на одном сердечнике. Поэтому, учитывая большие разбросы магнитных характеристик, наблюдаемые для большинства ферромагнетиков с прямоугольной петлей гистерезиса [Л. 2 и 3], нельзя принимать приведенные в таблицах данные в качестве однозначных характеристик соответствующих ферромагнетиков. Тем не менее они позволяют сделать ряд интересных выводов.

Прежде всего следует отметить существенную зависимость $\mu_{\Delta s}$ и, следовательно, ϵ_c и β от на-

Таблица 1

Сплав 65НП, $d = 0,02$ мм, $H_c = 14$ а/м, $B_r = 1,226$ тл*

H_m/H_c	5	10	20	30	40	50	60
$\alpha = B_r/B_m$	0,972	0,957	0,952	0,942	0,937	0,933	0,930
$\mu_{\Delta s}/\mu_0$	390	296	170	140	115	98	86
ϵ_c	174	223	400	485	590	695	795

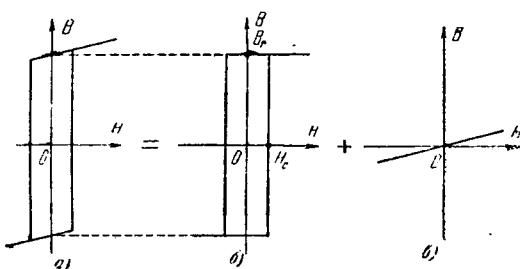


Таблица 2

Сплав 50НП, $d = 0,05$ мм, $H_c = 12$ а/м, $B_r = 1,44$ мл*

H_m/H_c	5	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$\alpha = B_r/B_m$	0,982	0,970	0,955	0,946	0,945	0,944	0,943	0,942	0,941	0,940	0,939
$\mu_{\Delta s}/\mu_0$	350	300	226	183	140	115	97	84	75	68	62
ϵ_c	274	320	425	525	685	835	990	1140	1225	1410	1550

пряженности поля H_m или от отношения H_m/H_c . Это означает, что зависимость $B(H)$ на участке от B_r до B_m далека от линейной, особенно при больших отношениях H_m/H_c . Поэтому оценку степени прямоугольной петли гистерезиса следует производить при отношениях H_m/H_c , близких к наблюдаемым в реальной аппаратуре. Очевидно, что в ряде случаев линейная аппроксимация $B = B_r + \mu_{\Delta s} H$ характеристики намагничивания

Таблица 3

Феррит ВТ-2, $H_c = 64$ а/м, $B_r = 0,250$ мл*

H_m/H_c	5	10	15	20	25	30	35	40
$\alpha = B_r/B_m$	0,925	0,900	0,880	0,865	0,855	0,840	0,825	0,810
$\mu_{\Delta s}/\mu_0$	50,5	35	28	24	21	20	19	18,3
ϵ_c	61	89	112	130	149	156	163	170

Таблица 4

Феррит ВТ-5, $H_c = 11,2$ а/м, $B_r = 0,259$ мл*

H_m/H_c	4	7,7	11	14	18	21	27	36	54	72
$\alpha = B_r/B_m$	0,960	0,930	0,920	0,910	0,895	0,885	0,875	0,845	0,810	0,800
$\mu_{\Delta s}/\mu_0$	200	190	152	130	124	114	99	96	80	65
ϵ_c	97	100	118	143	148	160	185	192	230	284

* Указанные в табл. 1—4 значения H_c и B_r достигаются лишь при значениях $H_m \geq 10H_c$.

в зоне насыщения окажется неприемлемой. Она не позволяет, например, определить действительное амплитудное значение э. д. с. помех при считывании нуля импульсом тока заданной формы.

Из табл. 1—4 видно, что, несмотря на более высокие значения $\mu_{\Delta s}$, ленточные сердечники обладают гораздо лучшей степенью прямоугольности петли гистерезиса, чем ферриты ВТ-2 и ВТ-5. С уменьшением толщины проката прямоугольность петли гистерезиса сплава 50НП ухудшается.

Из табл. 1—4 также видно, что коэффициент ϵ_c более чувствителен к изменению степени прямоугольности петли гистерезиса, чем коэффициент α .

Заключение. Обобщенные статические (ϵ_c , ϵ_0) и динамические ϵ_d коэффициенты прямоугольности петли гистерезиса более полно отражают влияние конечного значения магнитной проницаемости сердечника $\mu_{\Delta s}$ в области «насыщения» на свойства большого класса магнитных элементов, чем широко применяемый коэффициент прямоугольности $\alpha = B_r/B_m$. Обобщенный коэффициент прямоугольности по существу есть величина,

обратная относительному отклонению формы петли гистерезиса сердечника от идеальной прямоугольной.

Коэффициент ϵ_c , как α и $\mu_{\Delta s}$, существенным образом зависит от величины H_m . Поэтому сравнение различных ферромагнетиков и сердечников, с точки зрения прямоугольности петли гистерезиса, следует производить при значениях H_m или H_m/H_c , близких к рабочим.

Естественно, что обобщенный коэффициент прямоугольности является лишь одним из многочисленных характеристик ферромагнетиков, который необходимо учитывать при выборе магнитного материала для конкретного применения.

Литература

1. Бардиг В. В., Статические и импульсные свойства ферритовых сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса и способы их измерений, сб. «Магнитные элементы устройств вычислительной техники», Изд-во АН СССР, 1961.

2. Пирогов А. И. и Шамаев Ю. М., Магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса, изд-во «Энергия», 1964.

3. Розенблат М. А., Магнитные усилители, т. I, изд-во «Советское радио», 1960.

[14.12.1964]



К анализу одной схемы компенсации «квадратурной» составляющей напряжения

Канд. техн. наук В. И. ГОСТЕВ

Kuee

В системах автоматического регулирования переменного тока, в которых сигнал рассогласования выражен огибающей амплитудно-модулированного напряжения несущей частоты, часто возникает нежелательная «квадратурная» составляющая напряжения, вызывающая насыщение усилителей и дополнительный нагрев двигателя [Л. 1]. Для компенсации «квадратурного» напряжения необходимо применять специальные схемы [Л. 1—4]. Ниже представлен анализ одной такой схемы (рис. 1,а), состоящей из усилителя Y_1 и асинхронного двухфазного двигателя переменного тока D_2 , а также специальной компенсационной цепи обратной связи, включающей четырехполюсник с прерывателем и усилитель Y_2 . Четырехполюсник, представляющий комбинацию сопротивления R_1 , конденсатора C_1 и синхронно коммутируемого переключателя P , рассмотрен в [Л. 5].

Усилители Y_1 и Y_2 для упрощения анализа идеализируем. Будем считать их безынерционными резонансными (на несущей частоте) с бесконечным входным и весьма малым выходным сопротивлениями. Отметим, что такая идеализация оправдана для типовых схем ламповых и полупроводниковых усилителей систем переменного тока [Л. 6], имеющих входное сопротивление более 0,5—1 $M\text{ом}$ и плоскую амплитудно-частотную характеристику в области частот от $\omega_n - \Omega_{\text{макс}}$ до $\omega_n + \Omega_{\text{макс}}$, где $\Omega_{\text{макс}}$ — наивысшая существенная частота модуляции, а ω_n — несущая частота. Эта область частот является относительно узкой, однако такой, что правильно спроектированный резонансный усилитель не вносит существенного затухания во времени

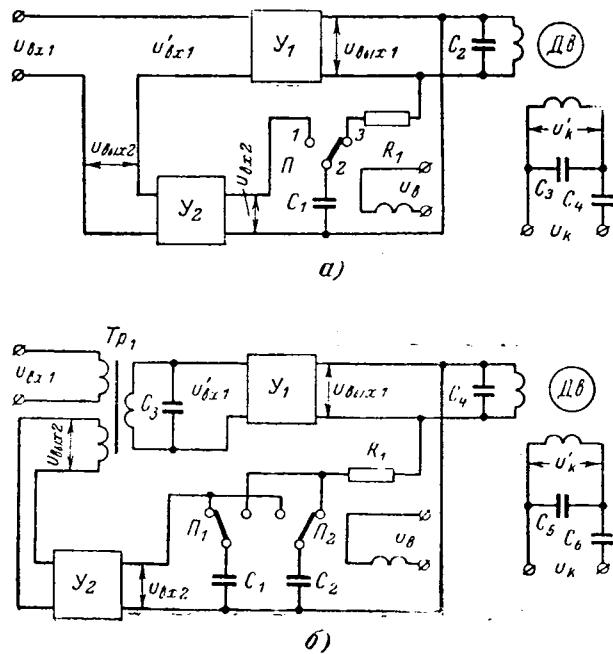


Рис. 1. **Библиотека с прерывателем получателя**
Вологодская областная универсальная научная библиотека

и не генерирует собственных «квадратурных» составляющих. Конденсатор C_2 на рис. 1,а и управляющая обмотка двигателя образуют резонансную систему на несущей частоте. Конденсаторы C_3 и C_4 , включенные в цепи обмотки возбуждения двигателя, создают требуемый фазовый сдвиг опорного (коммутирующего) напряжения u'_k [Л. 7].

Процессы в схемах, содержащих синхронный прерыватель, коммутируемый с частотой, равной несущей, удобно рассматривать в относительном времени $t = t/T = n + \varepsilon$, где $T = 2\pi/\omega_n$ — период несущей частоты, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, $0 \leq \varepsilon \leq 1$.

Допустим, что коэффициент усиления усилителя Y_1 равен K_1 и ко входу усилителя в момент $t=0$ прикладывается скачок напряжения несущей ча- стоты

$$u'_{\text{вх1}}(t) = E_0 \sin(\omega_{\text{h}} t + \theta) \text{ при } t > 0,$$

или в относительном времени

$$u'_{\text{вх}_1}(\bar{t}) = e_0 \sin(2\pi\bar{t} + \theta) \text{ при } \bar{t} > 0. \quad (1)$$

Тогда

$$u_{\text{вых.}}(\bar{t}) = e_0 \sin(2\pi\bar{t} + \theta) \quad \text{при } \bar{t} > 0, \quad (2)$$

где $E_0 = K_1 e_0$.

Напряжение $u_{\text{вых1}}$ подается на обмотку управления асинхронного двухфазного двигателя и является также входным напряжением для четырехполюсника с прерывателем. Прерыватель четырехполюсника P замыкает контакты 2 и 3 в каждом периоде несущей частоты на относительное время γ_1 , затем все контакты остаются разомкнутыми в течение γ_n и далее контакты 1 и 2 замыкаются на время γ_2 . Реакцию четырехполюсника на скачок напряжения (2) при условии, что он нагружен на бесконечно большое сопротивление входа усилителя Y_2 , можно выразить уравнением [Л. 5]:

$$u_{\text{BX2}}(\bar{t}) = u_{\text{BX2}}[n, \epsilon] = E_0 K_0 \frac{1 - e^{q_1 t_1 (n+1)}}{1 - e^{q_1 t_1}}, \quad (3)$$

$$\gamma_1 + \gamma_H \leq \varepsilon \leq \gamma_1 + \gamma_H + \gamma_2,$$

$$q_1 = -\frac{T}{B_1 C_1}, \quad (4)$$

$$K_0 = -\frac{q_1}{q_1^2 + 4\pi^2} [(-q_1 \cos \theta + 2\pi \sin \theta) \sin 2\pi\gamma, -$$

$$- (2\pi \cos \theta + q_1 \sin \theta) \cos 2\pi\gamma_1 + \\ + (2\pi \cos \theta + q_1 \sin \theta) e^{q_1 \gamma_1}] \quad (5)$$

$$\pm (2\pi \cos \theta \pm a \sin \theta) e^{q_1 \tau_1}]$$

что θ — разность фаз между входной

Отметим, что θ — разность фаз между входной несущей и несущей напряжения, прикладываемого к обмотке питания прерывателя.

Напряжение, прикладываемое к обмотке возбуждения (питания) прерывателя, $u_B(t) = U_B \sin \omega_B t$.

Установившееся значение реакции четырехполюсника с прерывателем получим из (3) при $n \rightarrow \infty$.

Напряжение на выходе четырехполюсника, являющееся входным для усилителя Y_2 , представляет собой прямоугольные импульсы в интервалах времени $n + \gamma_1 + \gamma_n \leq t \leq n + \gamma_1 + \gamma_n + \gamma_2$, $n = 0, 1, 2, 3 \dots$. Амплитуда этих импульсов напряжения зависит от параметра $q_1 = -T/R_1 C_1 = -2\pi/\omega_n R_1 C_1$, относительного времени замыкания γ_1 и фазового угла θ .

Нетрудно определить значения фазовых углов θ_1 и θ_2 , при которых четырехполюсник с прерывателем имеет соответственно максимальную и нулевую чувствительности, т. е. наибольшую и нулевую амплитуды выходных импульсов напряжения в интервалах $\gamma_1 + \gamma_n \leq \epsilon \leq \gamma_1 + \gamma_n + \gamma_2$. Значение θ_1 можно найти, проинтегрировав правую часть выражения (5) и приравняв нулю результат при $\theta = \theta_1$.

Чтобы определить значение θ_2 , необходимо приравнять нулю правую часть выражения (5) при $\theta = \theta_2$.

Значение K_0 при $\theta = \theta_1$ обозначим через K_{\max} , а при $\theta = \theta_2$ — через K_{\min} .

Сравнивая выражения для определения θ_1 и θ_2 , можно заключить, что, во-первых,

$$\theta_2 - \theta_1 = 90^\circ \quad (6)$$

и, во-вторых, четырехполюсник с прерывателем, пропуская составляющую входного напряжения с несущей $\sin(\omega_n t + \theta_1)$, полностью компенсирует составляющую с несущей $\sin(\omega_n t + \theta_2) = \cos(\omega_n t + \theta_1)$.

Составляющую с несущей $\cos(\omega_n t + \theta_1)$ называют прямой или рабочей составляющей, а составляющую с несущей $\sin(\omega_n t + \theta_1)$ — «квадратурной». Обмотка возбуждения асинхронного двигателя переменного тока питается напряжением

$$u'_k(\bar{t}) = U \sin(\omega_n t + \theta_1), \quad (7)$$

где U — пост., и двигатель реагирует только на прямую составляющую напряжения, поступающего на его обмотку управления.

При скачке входного напряжения, приложенного в момент $\bar{t} = 0$, входное и выходное напряжения усилителя записутся при $\bar{t} > 0$:

$$\begin{aligned} u_{\text{вх1}}(\bar{t}) &= u'_{\text{вх1}}(\bar{t}) = e_0 \sin(2\pi \bar{t} + \theta) = \\ &= a \cos(2\pi \bar{t} + \theta_1) + b \sin(2\pi \bar{t} + \theta_1); \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} u_{\text{вых1}}(\bar{t}) &= E_0 \sin(2\pi \bar{t} + \theta) = \\ &= A \cos(2\pi \bar{t} + \theta_1) + B \sin(2\pi \bar{t} + \theta_1), \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= \sqrt{A^2 + B^2}; \quad e_0 = \sqrt{a^2 + b^2}; \\ \operatorname{tg}(\theta - \theta_1) &= \frac{A}{B} = \frac{a}{b}; \\ A &= K_1 a; \quad B = K_1 b. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Крутящий момент двигателя пропорционален величине прямой составляющей $A \cos(2\pi \bar{t} + \theta_1)$. «Квадратурная» составляющая $B \sin(2\pi \bar{t} + \theta_1)$ может вызвать насыщение усилителя Y_1 и дополнительный нагрев двигателя. Задача сводится к тому, чтобы ее скомпенсировать. Как показано выше, четырехполюсник с прерывателем будет осущес-

твлять селективную обратную связь по «квадратурной» составляющей, полностью подавляя прямую (рабочую) составляющую в цепи обратной связи. Напряжение на выходе четырехполюсника в установившемся режиме при этом будет равно:

$$U_{\text{вх2,уст}} = \frac{K_{\max} B}{1 - e^{q_1 \gamma_1}}, \quad \gamma_1 + \gamma_n \leq \epsilon \leq \gamma_1 + \gamma_n + \gamma_2.$$

Однако сам четырехполюсник может производить на выходе собственную прямую составляющую. Действительно, усилитель Y_2 усиливает выходное напряжение четырехполюсника $u_{\text{вх2}}$ и выделяет основную гармонику этого напряжения, которая может быть разложена на прямую и «квадратурную» составляющие; их амплитуды в установившемся режиме определяются соответственно по формулам:

$$G_{\text{пр}} = 2 \int_{\gamma_1 + \gamma_n}^{\gamma_1 + \gamma_n + \gamma_2} K_2 \frac{BK_{\max}}{1 - e^{q_1 \gamma_1}} \cos(2\pi \epsilon + \theta_1) d\epsilon; \quad (11)$$

$$G_{\text{квадр}} = 2 \int_{\gamma_1 + \gamma_n}^{\gamma_1 + \gamma_n + \gamma_2} K_2 \frac{BK_{\max}}{1 - e^{q_1 \gamma_1}} \sin(2\pi \epsilon + \theta_1) d\epsilon, \quad (12)$$

где K_2 — коэффициент усиления усилителя Y_2 .

Нетрудно видеть, что

$$G_{\text{пр}} = \frac{K_2}{\pi} \frac{BK_{\max}}{1 - e^{q_1 \gamma_1}} \left| \sin(2\pi \epsilon + \theta_1) \right| \Big|_{\gamma_1 + \gamma_n}^{\gamma_1 + \gamma_n + \gamma_2} = 0, \quad (13)$$

когда

$$\sin[2\pi(\gamma_1 + \gamma_n + \gamma_2) + \theta_1] = \sin[2\pi(\gamma_1 + \gamma_n) + \theta_1]. \quad (14)$$

Из условия (14) вытекает требование к значению относительного времени γ_2 замыкания kontaktов 1 и 2 прерывателя, при котором $G_{\text{пр}} = 0$. Учитывая, что $2\pi(\gamma_1 + \gamma_n + \gamma_2) + \theta_1 \leq 360^\circ$ и $2\pi(\gamma_1 + \gamma_n) + \theta_1 \geq 180^\circ$, из условия (20) заключаем, что прямая составляющая выходного напряжения усилителя Y_2 равна нулю в том случае, если

$$2\pi \gamma_2 = 3\pi - 2[2\pi(\gamma_1 + \gamma_n) + \theta_1]. \quad (15)$$

При выполнении условия (15) на выходе усилителя Y_2 имеется только одна «квадратурная» составляющая

$$u_{\text{вых2}}(\bar{t}) = G_{\text{квадр}} \sin(2\pi \bar{t} + \theta_1), \quad (16)$$

амплитуда которой $G_{\text{квадр}}$ определяется по формуле (12), а γ_2 по (15).

При подключении цепи обратной связи на вход усилителя Y_1 , как показано на рис. 1,а, входное напряжение усилителя Y_1 в установившемся режиме определяется по следующему уравнению:

$$\begin{aligned} u'_{\text{вх1}} &= u_{\text{вх1}} + u_{\text{вых2}} = a \cos(2\pi \bar{t} + \theta_1) + \\ &+ b \sin(2\pi \bar{t} + \theta_1) + G_{\text{квадр}} \sin(2\pi \bar{t} + \theta_1). \end{aligned} \quad (17)$$

Очевидно, «квадратурная» составляющая на входе усилителя U_1 будет скомпенсирована при условии, если

$$b = -G_{\text{квадр}} = \frac{K_2}{\pi} \frac{BK_{\text{макс}}}{1 - e^{q_1 \gamma_1}} \left| \cos(2\pi\epsilon + \theta_1) \right| \frac{\gamma_1 + \gamma_h + \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_h} . \quad (18)$$

Равенство (18) легко обеспечить изменением коэффициента K_2 .

Обозначая

$$\xi = \left| \cos(2\pi\epsilon + \theta_1) \right| \frac{\gamma_1 + \gamma_h + \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_h} \quad (19)$$

и учитывая, что $B = K_1 b$, перепишем условие компенсации «квадратурной» составляющей в виде

$$K_2 = \frac{\pi}{K_1} \frac{1 - e^{q_1 \gamma_1}}{\xi K_{\text{макс}}}. \quad (20)$$

Наиболее часто четырехполюсник с прерывателем работает при $\gamma_1 = 0,5$, поскольку обеспечить относительный интервал замыкания прерывателя γ_1 равным половине периода несущей частоты технически особенно просто, если переключатель P выполняется на полупроводниках или ламповых ключевых схемах [Л. 5]. Кроме того, при $\gamma_1 = 0,5$ упрощается формула (5), а также формулы для расчета θ_1 и θ_2 :

$$K_0 = -\frac{q_1}{q_1^2 + 4\pi^2} (2\pi \cos \theta + q_1 \sin \theta) \left(1 + e^{\frac{q_1}{2}} \right); \quad (21)$$

$$\theta_1 = \arctg \left(-\frac{1}{\omega_h R_1 C_1} \right); \quad (22)$$

$$\theta_2 = \arctg(\omega_h R_1 C_1). \quad (23)$$

Методику расчета схемы компенсации «квадратурного» напряжения покажем на конкретных примерах.

Пример 1. Пусть требуется рассчитать схему компенсации «квадратурного» напряжения (рис. 1, а) на входе усилителя U_1 , нагрузкой которого является управляющая обмотка асинхронного двухфазного двигателя переменного тока.

Коэффициент усиления $K_1 = 100$; частота питающей сети (несущая частота) $f_h = 1000 \text{ гц}$; параметры четырехполюсника: $R_1 = 500 \text{ ом}$; $C_1 = 1 \text{ мкф}$; $\gamma_1 = 0,5$.

На основании (22) находим:

$$\theta_1 = \arctg \left(-\frac{1}{\omega_h R_1 C_1} \right) = -17^\circ 40'.$$

Пусть составляющие входного напряжения усилителя U_1 , определяемые формулами (8)–(10), имеют значения на линейном участке усилителя: $a = 0,04 \text{ в}$; $b = 0,03 \text{ в}$; $e_0 = 0,05 \text{ в}$, т. е. $A = 4 \text{ в}$; $B = 3 \text{ в}$ и $E_0 = 5 \text{ в}$.

Задавшись $\gamma_h = 0$, на основании (15) определяем значение γ_2 , при котором на выходе усилителя U_2 имеется только одна «квадратурная» составляющая, т. е. $G_{\text{пр}} = 0$. Получаем $\gamma_2 \approx 0,4$. Определяем параметр четырехполюсника по формуле (4): $q_1 = -2$. На основании выражения (21) находим:

$$\frac{K_{\text{макс}}}{1 - e^{q_1 \gamma_1}} = -\frac{q_1}{q_1^2 + 4\pi^2} (2\pi \cos \theta_1 + q_1 \sin \theta_1) \operatorname{ctg} \left(-\frac{q_1}{4} \right) = 0,652.$$

По формуле (19) определяем: $\xi = 1,758$. И, наконец, на основании формулы (20) находим коэффициент усилителя K_2 :

$$K_2 = \frac{\pi}{K_1} \frac{1}{0,652 \cdot 1,758} = 0,0274.$$

Из примера видно, что усилитель U_2 точнее называть аттенюатором, поскольку его коэффициент усиления меньше единицы. На практике используют трансформаторную связь с выхода U_2 на вход U_1 через понижающий трансформатор и катодные (эмиттерные) повторители. Более часто используют двухполупериодную схему четырехполюсника с прерывателем. Тогда практически легче выделять первую гармонику несущей частоты из выходного напряжения четырехполюсника. Схема компенсации «квадратурной» составляющей с трансформаторной связью на выходе U_2 и двухполупериодным четырехполюсником показана на рис. 1, б.

Пример 2. Рассчитаем схему (рис. 1, б) при $f_h = 1000 \text{ гц}$, $K_1 = 100$ и параметрах четырехполюсника: $R_1 = 1 \text{ ком}$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ мкф}$ и $\gamma_1 = 0,5$.

В этом случае на основании (4) получаем:

$$\gamma_1 = -\frac{T}{R_1 C_1} = -0,1.$$

По формуле (28) находим:

$$\theta_1 = \arctg \left(-\frac{1}{\omega_h R_1 C_1} \right) = -55'.$$

Приняв $\gamma_h = 0$, на основании (21) получаем:

$$\gamma_2 \approx 0,5.$$

Находим далее

$$\frac{K_{\text{макс}}}{1 - e^{q_1 \gamma_1}} = -\frac{2q_1}{q_1^2 + 4\pi^2} (2\pi \cos \theta_1 + q_1 \sin \theta_1) \operatorname{ctg} \left(-\frac{q_1}{4} \right) = 1,272.$$

Коэффициент 2 появляется вследствие того, что схема рис. 1, б является двухполупериодной. Далее по формуле (19) находим: $\xi = 2$. И, наконец, на основании (20) определяем коэффициент

$$K_2 = \frac{\pi}{K_1 2 \cdot 1,272} = 0,0123,$$

Принципиальная схема собственно цепи компенсации с рассчитанными выше параметрами, собранная на базе схемы рис. 1, б, показана на рис. 2 ($R_1 = 1 \text{ ком}$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ мкф}$). Переключатель P_1 собран на транзисторах T_1 – T_4 , переключатель P_2 — на транзисторах T_5 – T_8 . Транзисторы типа П16 коммутируются напряжением, амплитуда которого $U_B = 0,9 \text{ в}$. Переключатели работают в режиме $\gamma_1 = \gamma_2 = 0,5$. Коэффициент $K_2 = 0,0123$ обеспечивает эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе T_9 (типа П106), и понижающий трансформатор T_{p1} . Сопротивления $R_3 = 300 \text{ ком}$, $R_2 = 68 \text{ ком}$ (переменное для регулировки K_2). Переходный конденсатор $C_4 = 1 \text{ мкф}$; C_3 подбирается при настройке для выделения синусоидальной несущей. Зависимость амплитуды $U_{\text{вых}2}$ от амплитудного значения $U_{\text{вых}1}$ для данной схемы линейна при изменении $U_{\text{вых}1} = 0 \div 30 \text{ в}$. Входное сопротивление схемы (в точках подключения выхода U_1) $R_{\text{вх}} = 2,65 \text{ ком}$. Остаточное напряжение на сопро-

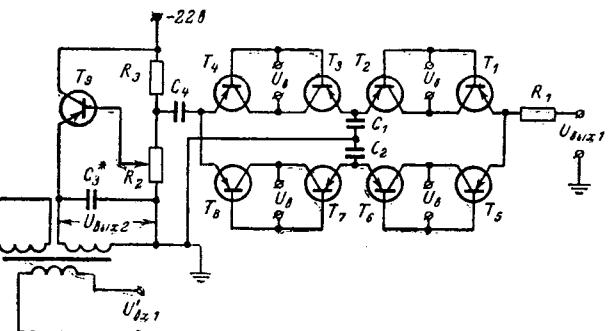


Рис. 2.

тивлении R_2 не превышает 150 мкв. Схема обеспечивает практически полную компенсацию «квадратурного» напряжения.

В заключение отметим следующее. Весьма желательно использовать четырехполюсник с прерывателями в цепи обратной связи при больших значениях R_1C_1 , когда $|q_1| \leq 0,1$. При этом если $\gamma_1 = 0,5$ и $\gamma_n = 0$, то

$$\gamma_1 \approx 0; \gamma_2 \approx 0,5; \frac{K_{\max}}{1 - e^{q_1 \gamma_1}} \approx \frac{2}{\pi}; \xi = 2; K_2 = \frac{\pi^2}{4K_1}. \quad (24)$$

В этом случае значительно упрощается расчет схемы и ее конструктивное исполнение.

Однако увеличение величины R_1C_1 в схеме рис. 1,а встречает принципиальное затруднение. Дело в том, что схема рис. 1,а анализировалась выше для установившегося режима работы. В переходном режиме необходимо учитывать, что четырехполюсник с прерывателем является для огибающей амплитудно-модулированного сигнала апериодическим звеном с эквивалентной (для огибающей) передаточной функцией

$$K_{\text{экв}}(p) = \frac{K_{\text{экв}}}{1 + \tau_{\text{экв}} p}, \quad (25)$$

где

$$K_{\text{экв}} = \frac{\xi}{\pi} \frac{K_{\max}}{1 - e^{q_1 \gamma_1}}; \tau_{\text{экв}} = \frac{R_1 C_1}{\gamma_1}.$$

Для того чтобы схема компенсации обладала большим быстродействием, чем система переменного тока, в которой эта схема применяется, необходимо обеспечить условие: $1/\tau_{\text{экв}} \geq (5 \div 10) \omega_c$, где

◆ ◆ ◆

УДК 62-523.2

Феррорезонансный датчик-преобразователь с двумя нелинейными индуктивностями

Канд. техн. наук М. И. КРИВОШЕИН
Киев

В сложных электрических цепях с ферритами довольно часто используется явление феррорезонанса. При этом многие устройства на ферритовых сердечниках подмагничиваются постоянным током. Одним из таких устройств является датчик-преобразователь постоянного тока в переменный, который может найти применение в устройствах автоматического и полуавтоматического контроля электрических параметров [Л. 2]. В настоящей статье рассматривается один из типов феррорезонансных преобразователей, выполненных на тороидальных ферритовых сердечниках [Л. 1].

Принципиальная схема датчика-преобразователя и эквивалентная схема феррорезонансного контура приведены на рис. 1. Датчик представляет собой систему трех контуров (двух апериодических и одного колебательного), объединенных одним ферритовым сердечником.

ω_c — частота среза следящей системы переменного тока, т. е. при $\gamma_1 = 0,5$; величину $R_1 C_1$ нужно выбирать из условия

$$(10 \div 20) R_1 C_1 \leq 1/\omega_c. \quad (26)$$

Передаточная функция (25) весьма точно отражает динамику четырехполюсника, когда максимальная существенная частота огибающей на его входе

$$\Omega_{\max} \leq 0,1 \omega_n. \quad (27)$$

Как показывает экспериментальное исследование, схема компенсации «квадратурного» напряжения, рассчитанная в статическом режиме работы при выполнении условий (26) и (27), отлично функционирует в динамике. Условие же (27) выполняется практически в большинстве следящих систем переменного тока, а условие (26) обеспечивается при проектировании схемы компенсации.

Литература

- Справочная книга по технике автоматического регулирования, Госэнергоиздат, 1962.
- Hoffmann J. H., Ross I. I., Sopov T. E., Quadrature Voltage Suppression Device. Пат. США № 3084320.
- Boose E. F., Phase Component Eliminator. Пат. США № 3047815.
- Gogia J. K., Guyeska J. G., Quadrature rejection system. Пат. США № 3085166.
- Гостев В. И., Корректирующие четырехполюсники с прерывателями, изд-во «Техника», Киев, 1965.
- Арендт В. Р. и Севент К. Дж., Практика следящих систем, Госэнергоиздат, 1962.
- Davis S. A., Two-capacitor method of phase shifting. Control Eng. January, 1956, p. 71.

[4.7.1966]

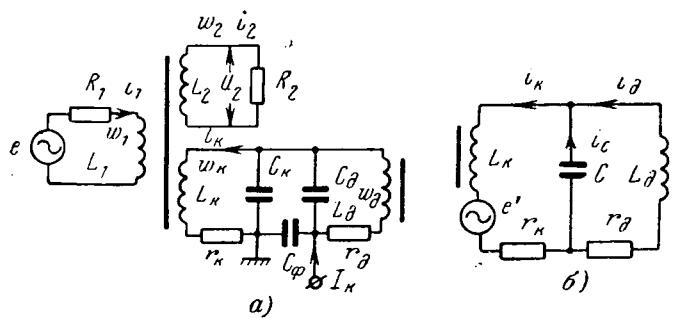


Рис. 1. Принципиальная схема датчика-преобразователя (а) и эквивалентная схема феррорезонансного контура (б).
 $L_1 R_1$ — входной контур (цепь возбуждения); $L_2 R_2$ — выходной контур (R_2 — сопротивление нагрузки); $L_K C_K L_D C_D$ — феррорезонансный контур цепи управления; r_K , r_D — сопротивления меди и потерь сердечников датчика и дросселя соответственно; C_K , C_D — емкости контура; C_ϕ — емкость фильтра; I_K — постоянный ток.

При идентичных сердечниках чувствительность датчика будет тем выше, чем больше число витков обмотки управления w_K . Но с ростом их увеличиваются и потери в контуре, что может привести к невозможности осуществления релейной характеристики в датчике. Следует также иметь в виду, что условия феррорезонанса выполняются, если поле возбуждения превышает определенную величину.

Анализ работы датчика показывает, что во многих случаях (например, в системе автоконтроля на параметронах) при работе датчика соблюдаются следующие два условия:

ток в обмотке возбуждения w_1 синусоидален и практически не изменяется по величине ($R_1 \gg \gg \omega L_1$):

выходная цепь датчика работает в режиме, близком к холостому ходу ($R_2 \gg \omega L_2$).

Приняв это во внимание, а также учитя, что емкость фильтра развязки C_ϕ достаточно велика и не оказывает влияния на режим работы контура, можно считать, что для анализа работы датчика достаточно рассмотреть один феррорезонансный контур цепи управления. При выводе уравнений сделаем также допущение, что в датчике имеют место только первые гармоники тока и напряжения¹, а индуктивности рассеяния в сердечниках отсутствуют.

При указанных ограничениях феррорезонансный контур может быть представлен в виде, изображенном на рис. 1, б, а физические процессы в нем описываются следующей системой уравнений:

$$L_K \frac{di_K}{dt} + r_K i_K + \frac{1}{C} \int i_C dt = e'; \quad (1)$$

$$L_D \frac{di_D}{dt} + r_D i_D - \frac{1}{C} \int i_C dt = 0; \quad (2)$$

$$i_C + i_D = i_K, \quad (3)$$

где C — суммарная емкость контура ($C = C_K + C_D$);

¹ Это вполне допустимо, так как экспериментальные исследования показывают, что доля высших гармоник в контуре при рабочем режиме датчика достаточно мала.

$$e' = -M \frac{di_1}{dt} = -\sqrt{L_1 L_K} \frac{di_1}{dt};$$

$$i_1 = I_m \sin \omega t.$$

Преобразовав уравнения (1) — (3) и перейдя к безразмерному времени, получим следующую систему уравнений:

$$\frac{d^2 i_K}{d\tau^2} = -\frac{1}{\omega^2 L_K C} i_K - \frac{r_K}{\omega L_K} \frac{di_K}{d\tau} + \frac{1}{\omega^2 L_K C} i_D + \frac{w_1}{\omega_K} i_1; \quad (4)$$

$$\frac{d^2 i_D}{d\tau^2} = -\frac{1}{\omega^2 L_D C} i_D - \frac{r_D}{\omega L_D} \frac{di_D}{d\tau} + \frac{1}{\omega^2 L_D C} i_K. \quad (5)$$

Введем обозначения:

$$\frac{r_K}{\omega L_K} = \delta_K; \quad \frac{r_D}{\omega L_D} = \delta_D; \quad (6)$$

$$\frac{1}{\omega^2 L_K C} = \frac{\omega_K^2}{\omega^2} = \frac{\omega_{0K}^2}{\omega^2} F_K(H) = (1 - h_{0K}) F_K(H); \quad (7)$$

$$\frac{1}{\omega^2 L_D C} = \frac{\omega_D^2}{\omega^2} = \frac{\omega_{0D}^2}{\omega^2} F_D(H) = (1 - h_{0D}) F_D(H), \quad (8)$$

где δ_K , δ_D — затухания в первом и втором связанных контурах²;
 ω_K , ω_D — собственные частоты контуров;
 ω_{0K} , ω_{0D} — частоты начальной настройки при $H_0 = 0$ и $H_m \approx 0$ (H_m — амплитудное значение поля возбуждения);
 h_{0K} , h_{0D} — коэффициенты, характеризующие начальную расстройку контуров относительно частоты возбуждения;
 $F_K(H)$, $F_D(H)$ — нелинейные функции, зависящие от переменного поля возбуждения H_m и постоянного поля подмагничивания H_0 .

Сопротивления r_K и r_D включают в себя сопротивления меди обмоток r_m и сопротивления потерь в сердечниках r_c . А так как число витков обмоток w_K и w_D в феррорезонансных преобразователях малых токов достаточно большое и ферритовые сердечники в рабочем режиме имеют значительные потери ($\tan \delta \approx 0.1 - 0.5$), можно считать³, что $r_c \gg r_m$, и при дальнейших рассуждениях принять:

$$\begin{cases} \delta_K \approx \tan \delta_K; \\ \delta_D \approx \tan \delta_D. \end{cases} \quad (9)$$

Для аппроксимации магнитной проницаемости используем алгебраическое выражение, предложенное нами ранее [Л. 2]. Тогда нелинейная функция $F(H)$ с некоторым приближением может быть записана в таком виде⁴:

$$F(H) \approx (1 - \xi H_0) \left(1 - \frac{K}{\mu_n} H_m \right) + \mu_n \xi \mu H_0, \quad (10)$$

где K , ξ и μ — постоянные коэффициенты; μ_n — начальное значение относительной магнитной проницаемости сердечника (при $H_0 = 0$ и $H_m \approx 0$).

² Условимся называть контур $L_K C$ — первым, а $L_D C$ — вторым.

³ При частоте возбуждения $f = 150$ кГц и ферритовых сердечниках Ф-2000 $r_c = (1/3) \cdot 10^2 r_m$.

⁴ Вывод данного выражения и физическое значение коэффициентов даны в приложении I к данной статье.

Выражение (10) непосредственно определяет функцию $F_d(H)$. А для того чтобы получить функцию $F_k(H)$, необходимо вместо H_m подставить выражение для результирующего поля, которое в рассматриваемом случае представляет собой геометрическую сумму поля возбуждения H_{m1} и поля, возникающего за счет колебательного тока в контуре H_{mk} . Поэтому амплитуда и фаза результирующего поля зависят от I_{mk} и θ_k .

Если примем, что θ_k есть угол сдвига фазы тока I_{mk} относительно резонансного режима⁵, то согласно теоремы косинусов выражение для результирующего поля в сердечнике запишется в таком виде:

$$H_{mp} = \sqrt{H_{m1}^2 + H_{mk}^2 - 2H_{m1}H_{mk} \sin \theta_k}. \quad (11)$$

С учетом выражений (10) и (11) система уравнений (4) и (5) может быть представлена следующим образом:

$$\frac{d^2i_k}{dt^2} + i_k = (A + BH_{mp})i_k - \delta_k \frac{di_k}{dt} + (1 - A - BH_{mp})i_d + ni_1; \quad (12)$$

$$\frac{d^2i_d}{dt^2} + i_d = (C + DH_{mp})i_d - \delta_d \frac{di_d}{dt} + (1 - C - DH_{mp})i_k, \quad (13)$$

где

$$A = h_{0k} - (1 - h_{0k})(\xi_k \mu_n - \xi) H_0; \quad (14)$$

$$B = \frac{K}{\mu_n} (1 - h_{0k})(1 - \xi H_0); \quad (15)$$

$$C = h_{0d} - (1 - h_{0d})(\xi_d \mu_{n,d} - \xi_d) H_0; \quad (16)$$

$$D = \frac{K_d}{\mu_{n,d}} (1 - h_{0d})(1 - \xi_d H_0); \quad (17)$$

$$n = \frac{w_k}{w_d}.$$

Для упрощения решения системы уравнений (12) и (13) примем, что оба ферритовых сердечника датчика (сердечник с тремя обмотками и дроссель с одной обмоткой) выбраны одного типа и имеют одинаковые магнитные характеристики. Тогда в выражениях (14)–(17) соответствующие коэффициенты будут одинаковы, т. е.

$$\xi_k = \xi_d, \xi = \xi_d, \mu_n = \mu_{n,d}, K = K_d.$$

Решение указанной выше системы уравнений выполним по методу укороченных уравнений [Л. 3]. Для этого преобразуем вначале два уравнения второго порядка к четырем уравнениям первого порядка. В результате решения получим следующую систему алгебраических уравнений для определения стационарных значений амплитуд и фаз интересующих нас величин⁶:

$$(1 - A)I_{md} \sin(\theta_k - \theta_d) - \delta_k I_{mk} - N \cos \theta_k - BI_{md} \sin(\theta_k - \theta_d) f(I_{mk}, \theta_k) = 0; \quad (18)$$

$$AI_{mk} + (1 - A)I_{md} \cos(\theta_k - \theta_d) + N \sin \theta_k + B[I_{mk} - I_{md} \cos(\theta_k - \theta_d)] f(I_{mk}, \theta_k) = 0; \quad (19)$$

$$\delta_k I_{mk} - (1 - C - DK_{n,d} I_{md}) I_{mk} \sin(\theta_k - \theta_d) = 0; \quad (20)$$

$$CI_{md} + DK_{n,d} I_{md}^2 + (1 - C - DK_{n,d} I_{md}) I_{mk} \cos(\theta_k - \theta_d) = 0, \quad (21)$$

где I_{mk} и θ_k — амплитуда и фаза тока в первом контуре;

I_{md} и θ_d — амплитуда и фаза тока во втором контуре;

$f(I_{mk}, \theta_k) = H_{mp}$ и определяется по выражению (11).

Точность полученного решения будет тем выше, чем лучше выполняется неравенство:

$$\frac{K}{\mu_n} H_m < 1$$

или

$$H_m < \frac{\mu_n}{K}.$$

Это вытекает из того, что при разложении в ряд нелинейной функции $F(H)$ по H_m мы ограничились двумя слагаемыми.

При использовании в резонансных преобразователях дросселей с постоянной индуктивностью коэффициент D , входящий в уравнение, равен нулю и, следовательно, равны нулю соответствующие слагаемые.

Магнитные потери в сердечниках δ_k и δ_d , входящие в уравнения, в общем случае являются также нелинейными функциями поля H .

Как показано ранее [Л. 2], в качестве аппроксимирующего выражения для магнитных потерь может быть использована аналитическая зависимость, что и для магнитной проницаемости. Но ввиду значительного усложнения решений величину потерь проще всего определить непосредственно по экспериментальным зависимостям $\operatorname{tg} \delta = f(H)$. При этом значение δ_k необходимо брать при заданном поле H_0 и в первом приближении для поля возбуждения H_{m1} . При необходимости уточнения полученных результатов решение можно повторить при δ_k , соответствующем найденному значению поля H_{mp} .

В феррорезонансных преобразователях для увеличения их чувствительности на ферритовый сердечник наматывается достаточно большое количество витков w_k , и поэтому при известной «чувствительности» магнитного материала к изме-

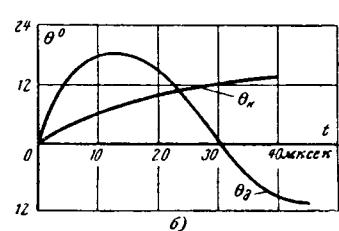
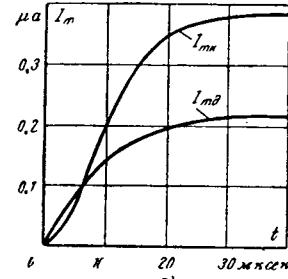


Рис. 2. Графики, характеризующие процессы стабилизации амплитуды и фазы колебаний в контуре.

⁵ При резонансе H_{m1} и H_{mk} сдвинуты на 90° и $0_k = 0$.

⁶ Порядок решения и промежуточные выражения приведены в приложении II.

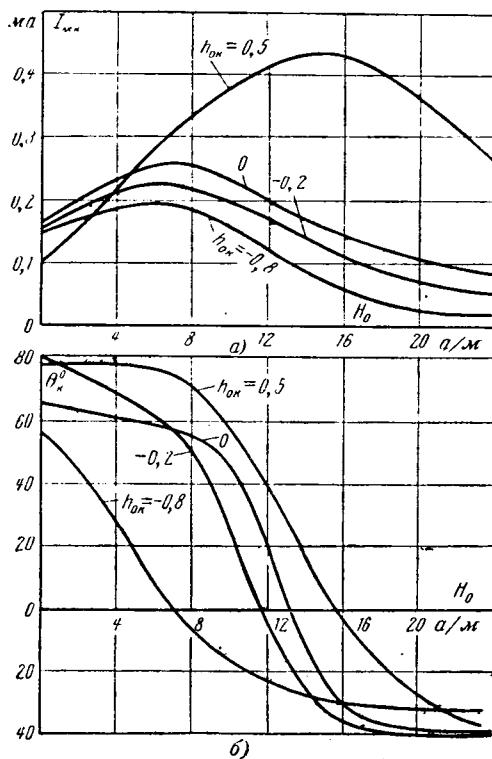


Рис. 3. Зависимость амплитуды и фазы колебаний от поля подмагничивания.

нению поля $\chi_{\mu} = \frac{\Delta \mu}{\Delta H}$ [Л. 2] и при выбранных размерах сердечников необходимо определить максимально возможное количество размещающихся на нем витков. Исходя из этого, по соображениям удобства использования полученных уравнений в качестве основной переменной выбран ток, а не поле.

Определение из системы алгебраических уравнений (18)–(21) искомых величин I_{mk} , I_{md} , θ_k и θ_d представляет значительные трудности. Можно преобразовать систему к одному трансцендентному уравнению с двумя основными переменными I_{mk} и θ_k . Для анализа режимов преобразователя по данному уравнению строятся графики, по которым производятся расчет и определение выходного напряжения⁷.

Для проверки правильности полученных решений уравнения были решены на вычислительной машине «Электрон». В качестве исходных данных были взяты следующие данные:

ферритовые сердечники датчика и дросселя типа Ф-2000 ($S=0,007 \text{ см}^2$, $l=0,785 \text{ см}$); $H_{mi}=5,4 \text{ а/м}$; $w_k=150$; $w_d=200$; $f=150 \text{ кГц}$; $K=215 \text{ м/а}$; $\mu_n=2,12 \cdot 10^3$; $\xi=5,25 \cdot 10^{-2} \text{ м/а}$; $\xi_{\mu}=5,8 \cdot 10^{-5} \text{ м/а}$.

Коэффициенты в уравнениях определялись при изменении начальной расстройки h_{0k} (емкостью C) и поля подмагничивания в следующих пределах:

$$h_{0k} = -0,8 \div +0,8;$$

$$H_0 = 0 \div +24 \text{ а/м}.$$

⁷ Указанные графики и их анализ будут приведены в отдельной статье.

Результаты решения приведены на рис. 2 и 3. Кривые, изображенные на рис. 2, характеризуют процессы установления режима в преобразователе во времени при минимальной начальной расстройке. На рис. 3 показаны зависимости I_{mk} и θ_k в функции от H_0 при различных начальных расстройках контура.

Для перехода от указанных зависимостей к амплитудным характеристикам преобразователя $U_{\text{вых}}=f(I_k)$ необходимо проделать следующее:

значения тока I_{mk} для выбранных характерных точек пересчитываются в значения поля H_{mk} ($H_{mk} = \frac{w_1 I_{mk}}{l}$, а/м);

по известным значениям поля возбуждения H_{mi} , полученным значениям поля H_{mk} при соответствующих им фазовых углах θ_k по формуле (11) определяется результирующее поле возбуждения:

зная H_{mp} и H_0 , по экспериментальным зависимостям вычисляем магнитную проницаемость сердечника;

рассчитываем выходное напряжение датчика:

$$U_{\text{вых}} = 4,44 f w_2 S \mu_0 H_{mp},$$

где S — сечение сердечника, м^2 ;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная;

μ — относительная магнитная проницаемость.

Результаты пересчета зависимостей $I_{mk}=f_1(H_0)$ и $\theta_k=f_2(H_0)$ при $h_{0k}=0$ и $h_{0k}=0,5$ приведены на

рис. 4. Здесь же для сравнения показаны экспериментальные кривые $U_{\text{вых}}=f(H_0)$, полученные при тех же исходных данных. Схема эксперимента показана на рис. 5. Напряжение возбуждения измерялось на эталонном сопротивлении R_1 универсальным прибором А4-М2, выходное напряжение — милливольтметром КМВЛ. По значениям тока I_k определялось поле H_0 .

Из сравнения экспериментальных и рас-

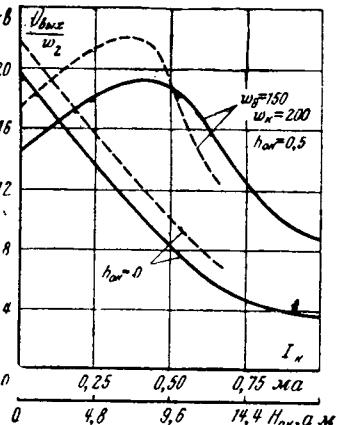


Рис. 4. Расчетные (—) и экспериментальные (—) кривые.

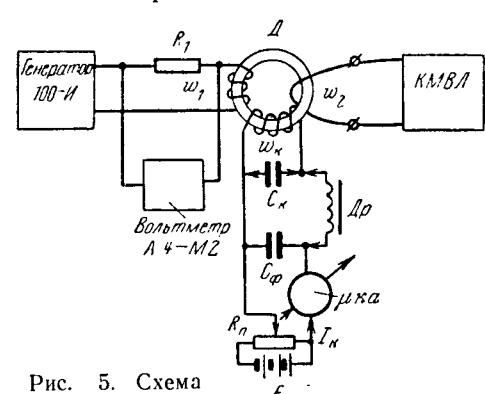


Рис. 5. Схема эксперимента.

четных зависимостей видно, что результаты расчета достаточно хорошо согласуются с экспериментом.

Приложение I. Для аппроксимации проницаемости сердечника при одновременном намагничивании его постоянными переменными полями можно использовать следующее алгебраическое выражение [Л. 2]:

$$\mu = \frac{\mu_n + kH_m}{1 + (k_\mu + k_\xi H_m) H_0},$$

где k — коэффициент аппроксимации зависимости;

$$\mu = f_1(H_m) = \mu_n + kH_m \text{ при } H_0 = 0 \text{ и } H_m \leq H_{\text{намагн.}};$$

$$k_\mu = \mu_n \xi_\mu - \xi; \quad k_\xi = k \xi_\mu; \quad \xi_\mu = \frac{1}{\mu' H'_0};$$

$$\xi = \frac{1}{H'_0},$$

μ' и H'_0 — параметры аппроксимации, полученные из экспериментальных зависимостей $\mu = f_2(H_0)$ при H_m , соответствующем заданному рабочему режиму⁸.

Индуктивность контура можно представить в виде соотношения

$$L = \frac{S}{l} w^2 \mu_a,$$

где S и l — площадь сечения и длина средней окружности тороидального сердечника соответственно;

w — число витков обмотки;

μ_a — магнитная проницаемость сердечника,

$$\mu_a = \mu \mu_0;$$

μ — относительная магнитная проницаемость;

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

Так как относительная магнитная проницаемость зависит от поля, т. е. $\mu = \mu_n + \Delta\mu(H_0, H_m)$, то выражения (7) и (8) примут следующий вид:

$$\frac{\omega_{\text{к.д}}^2}{\omega^2} = \frac{\omega_0^2}{\omega^2} F(H) = \frac{1}{\omega^2 C K_L w^2 \mu} = \frac{1}{\omega^2 C K_L w^2 (\mu_n + \Delta\mu)},$$

$$\text{где } K_L = \frac{S}{l} \mu_0.$$

Подставив в последнее выражение аппроксимирующую функцию, получим:

$$\frac{\omega_0^2}{\omega^2} F(H) = \frac{1}{\omega^2 C K_L w^2 \mu_n} \left[\frac{1 - \xi H_0}{1 + \frac{K}{\mu_n} H_m} + \mu_n \xi_\mu H_0 \right],$$

где

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C K_L w^2 \mu_n}.$$

Учитывая, что практически $\frac{K}{\mu_n} H_m < 1$, окончательное выражение для нелинейной функции $F(H)$ запишем в таком виде:

$$F(H) \approx (1 - \xi H_0) \left(1 - \frac{K}{\mu_n} H_m \right) + \mu_n \xi_\mu H_0.$$

Приложение II. Преобразуем систему уравнений (12) и (13) к следующей системе четырех уравнений первого порядка:

$$\frac{di_\kappa}{d\tau} = z; \quad \frac{dz}{d\tau} = -i_\kappa + \varphi_1 \left(i_\kappa \frac{di_\kappa}{d\tau}, i_\Delta, \tau \right);$$

$$\frac{di_\Delta}{d\tau} = v; \quad \frac{dv}{d\tau} = -i_\Delta + \varphi_2 \left(i_\Delta, \frac{di_\Delta}{d\tau}, i_\kappa \right),$$

⁸ Как показано ранее [Л. 2], указанные параметры целесообразно выбирать в области существенной нелинейности соответствующих экспериментальных кривых.

где

$$\begin{aligned} \varphi_1 \left(i_\kappa \frac{di_\kappa}{d\tau}, i_\Delta, \tau \right) &= (A + BH_{\text{мп}}) i_\kappa - \delta_\kappa \frac{di_\kappa}{d\tau} + \\ &+ (1 - A - BH_{\text{мп}}) i_\Delta + ni_1; \\ \varphi_2 \left(i_\Delta, \frac{di_\Delta}{d\tau}, i_\kappa \right) &= (C + DH_{\text{мд}}) i_\Delta - \delta_\Delta \frac{di_\Delta}{d\tau} + \\ &+ (1 - C - DH_{\text{мд}}) i_\kappa. \end{aligned}$$

Решение системы уравнений первого порядка будем искать в виде

$$\begin{aligned} i_\kappa &= I_{m\kappa} \cos(\tau - \theta_\kappa); & z &= -I_{m\kappa} \sin(\tau - \theta_\kappa); \\ i_\Delta &= I_{m\Delta} \cos(\tau - \theta_\Delta); & v &= -I_{m\Delta} \sin(\tau - \theta_\Delta). \end{aligned}$$

Считая амплитуды I_m и фазы θ медленно меняющимися функциями времени, подставим решения в систему уравнений, а затем, разрешив полученные уравнения относительно производных и заменив функции φ_1 и φ_2 их средними значениями за период, получим систему укороченных уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{m\kappa}}{d\tau} &= -\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \varphi_1 \left(i_\kappa \frac{di_\kappa}{d\tau}, i_\Delta, \tau \right) \sin(\tau - \theta_\kappa) d\tau; \\ \frac{d\theta_\kappa}{d\tau} &= \frac{1}{2\pi I_{m\kappa}} \int_0^{2\pi} \varphi_1 \left(i_\kappa, \frac{di_\kappa}{d\tau}, i_\Delta, \tau \right) \cos(\tau - \theta_\kappa) d\tau; \\ \frac{dI_{m\Delta}}{d\tau} &= -\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \varphi_2 \left(i_\Delta, \frac{di_\Delta}{d\tau}, i_\kappa \right) \sin(\tau - \theta_\Delta) d\tau; \\ \frac{d\theta_\Delta}{d\tau} &= \frac{1}{2\pi I_{m\Delta}} \int_0^{2\pi} \varphi_2 \left(i_\Delta, \frac{di_\Delta}{d\tau}, i_\kappa \right) \cos(\tau - \theta_\Delta) d\tau. \end{aligned}$$

Принтегрировав данные уравнения и учитя выражения (11) и (14) — (17), окончательно получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} 2 \frac{dI_{m\kappa}}{d\tau} &= (1 - A) I_{m\Delta} \sin(\theta_\kappa - \theta_\Delta) - \delta_\kappa I_{m\kappa} - N \cos \theta_\kappa - \\ &- BI_{m\Delta} \sin(\theta_\kappa - \theta_\Delta) \sqrt{H_{m1}^2 + K_n^2 I_{m\kappa}^2 \left(1 - \frac{2N}{I_{m\kappa}} \sin \theta_\kappa \right)}; \\ 2 \frac{d\theta_\kappa}{d\tau} &= A + (1 - A) \frac{I_{m\Delta}}{I_{m\kappa}} \cos(\theta_\kappa - \theta_\Delta) + \frac{N}{I_{m\kappa}} \sin \theta_\kappa + \\ &+ B \left[1 - \frac{I_{m\Delta}}{I_{m\kappa}} \cos(\theta_\kappa - \theta_\Delta) \right] \times \\ &\times \sqrt{H_{m1}^2 + K_n^2 I_{m\kappa}^2 \left(1 - \frac{2N}{I_{m\kappa}} \sin \theta_\kappa \right)}; \end{aligned}$$

$$2 \frac{dI_{m\Delta}}{d\tau} = -\delta_\Delta I_{m\Delta} - (1 - C - DK_{n\Delta} I_{m\Delta}) I_{m\kappa} \sin(\theta_\kappa - \theta_\Delta);$$

$$2 \frac{d\theta_\Delta}{d\tau} = C + DK_{n\Delta} I_{m\Delta} + (1 - C - DK_{n\Delta} I_{m\Delta}) \frac{I_{m\kappa}}{I_{m\Delta}} \cos(\theta_\kappa - \theta_\Delta),$$

где

$$N = \frac{w_1}{w_n} I_{m1}; \quad K_n = \frac{w_n}{l}; \quad K_{n\Delta} = \frac{w_\Delta}{l}.$$

Стационарные значения амплитуд и фаз могут быть вычислены, если приравнять нулю соответствующие производные.

Литература

1. Кривошенин М. И., Устройство для контроля малых постоянных токов, Авторское свидетельство № 155550, «Бюллетень изобретений», 1963, № 13.

2. Кривошенин М. И., Кандидатская диссертация, Киевское высшее инженерное радиотехническое училище, 1963.

3. Капчинский И. М., Методы колебаний в радиотехнике, Госэнергоиздат, 1954.

Исследование левой ветви характеристики вход—выход магнитного усилителя с самонасыщением

Канд. техн. наук Т. Х. СТЕФАНОВИЧ

Москва

Введение. Во многих системах автоматического регулирования две обмотки управления магнитного усилителя с самонасыщением используются для сравнения задающего сигнала с сигналом отрицательной обратной связи по регулируемой величине.

Если в процессе работы системы регулирования отключают задающий сигнал, то под воздействием напряжения отрицательной обратной связи напряжение на нагрузке сначала снижается до наименьшего значения, соответствующего режиму холостого хода, затем вновь возрастает до величины, которая определяется результирующей н. с. обмотки управления и крутизной наклона левой ветви характеристики вход—выход усилителя.

Для того чтобы выбрать схему включения усилителя и ее параметры, при которых была бы исключена опасность недопустимого возрастания напряжения на нагрузке в переходном процессе при большом сигнала обратной связи, необходимо иметь данные, позволяющие при различных условиях работы и схемах включения магнитных усилителей с самонасыщением определить крутизну наклона левой ветви характеристики. Однако такие данные отсутствуют как в научной литературе, так и в информационных материалах по магнитным усилителям. Настоящая статья имеет целью частично заполнить этот пробел. В ней анализируется обобщенная зависимость тока нагрузки от тока управления, соответствующая левой ветви характеристики вход—выход любого магнитного усилителя с самонасыщением, включенного по мостовой схеме.

Особенности, определяющие различную крутизну наклона правой и левой ветвей характеристики магнитного усилителя с самонасыщением. При работе магнитного усилителя в режиме, соответствующем правой (рабочей) ветви характеристики вход—выход усилителя с самонасыщением, магнитная индукция сердечников изменяется периодически от наименьшего значения до положительного насыщения ($+B_s$). Сердечник насыщается в течение рабочего полупериода, который для вентиля, включенного последовательно с нагрузочной обмоткой, является проводящим.

В момент отпирания вентиля к сети периодически подключается нагрузочная обмотка ненасыщенного сердечника. При этом возникает переходный процесс, вследствие чего ток в нагрузочной обмотке достигает величины, обеспечивающей насыщение сердечника даже при отсутствии управляющего сигнала. Для изменения тока нагрузки от наибольшего до наименьшего значения необходима отрицательная н. с. управления, не превышающая коэрцитивную силу динамической петли гистерезиса.

При работе усилителя в режиме, соответствующем левой ветви характеристики, магнитная индукция изменяется периодически от наибольшего значения до отрицательного насыщения ($-B_s$). По-

этому насыщение сердечника происходит в течение того полупериода, который для вентиля, выпрямляющего ток нагрузочной обмотки, является непроводящим. Как только сердечник насыщается, ток нагрузочной обмотки прерывается вентилем. Через некоторый промежуток времени вентиль вновь подключает к сети обмотку насыщенного сердечника. Поэтому при отпирании вентиля переходный процесс не возникает. Крутизна наклона левой ветви характеристики, очень малая по сравнению с крутизной наклона ее правой ветви, полностью определяется соотношением н. с. обмоток и не зависит от магнитных свойств сердечников.

Построение характеристики вход—выход. Построение левой ветви характеристики вход—выход магнитного усилителя, включенного по схеме, изображенной на рис. 1,а, выполнено с учетом сопротивления цепи управления при следующих допущениях:

напряжение сети синусоидально;
сопротивление нагрузки активное;
ненасыщенному состоянию сердечников соответствует $\mu = \infty$, а насыщенному $\mu \approx 0$;
коэрцитивная сила $H_c = 0$;
прямое падение напряжения на вентиле $U_b = \text{пост.}$;

обратное сопротивление вентиля равно бесконечности.

Период переменного напряжения разбивается на интервалы, которые характеризуются определенным магнитным состоянием сердечников и запертым или открытым состоянием вентиляй.

Возможны следующие режимы работы схемы:
оба сердечника не насыщены;
один сердечник насыщен, второй не насыщен. Цель нагрузочной обмотки, расположенной на насыщенном сердечнике, разомкнута вентилем;
один сердечник насыщен, второй не насыщен. Ток протекает по обеим нагрузочным обмоткам;
оба сердечника насыщены.

Левая ветвь характеристики вход—выход усилителя может быть подразделена на четыре отрезка, каждому из которых свойствен определенный закон изменения токов и напряжений в различных цепях схемы. Границы отрезков определяются следующими значениями угла насыщения θ_s :

$$\begin{aligned} \pi \geq \theta_s \geq \theta_{sk}; \quad \theta_{sm} \geq \theta_s \geq 0; \\ \theta_{sk} \geq \theta_s \geq \theta_{sm}; \quad 0 \geq \theta_s \geq \theta_b. \end{aligned}$$

Для того чтобы характеристика могла быть использована для вычисления токов (и напряжений) любых усилителей вне зависимости от их параметров, она построена в системе относительных единиц (приложение I).

Первый отрезок характеристики ($\pi \geq \theta_s \geq \theta_{sk}$). Графики токов и напряжений, приведенные на рис. 2, получены для относительного сопротивления цепи управления $R_{2x} = 5$. При построении гра-

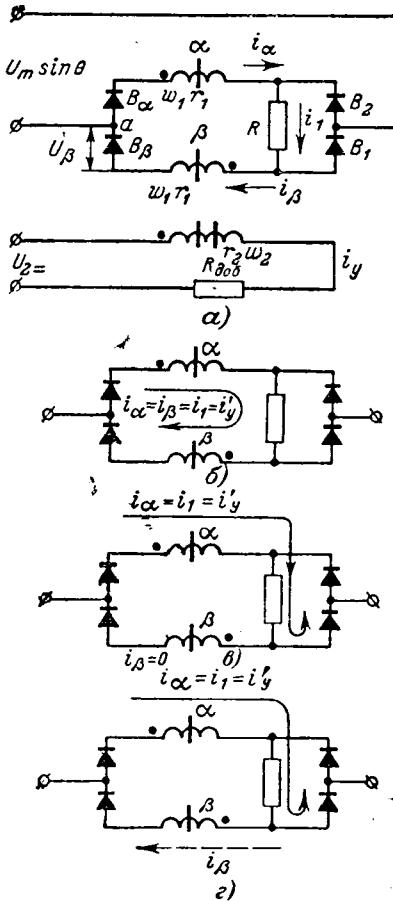


Рис. 1. Схема постоянного тока (мостовая) магнитного усилителя с самонасыщением. $R_2 = R_{\text{добр}} + r_2$; $I_2 = \frac{U_2}{R_2}$.

ников было принято, что в течение первого полупериода положительный полюс напряжения приложен к точке a схемы, изображенной на рис. 1, а.

В интервале углов $\theta = \omega t$ от θ_0 до θ_s оба сердечника не насыщены (приложение II). Ток замыкается по контуру, состоящему из нагрузочных обмоток и нагрузки, как показано на рис. 1, б. Ток нагрузки i_1 равен мгновенному значению приведенного тока обмотки управления i_y' , взятому с обратным знаком.

При $\theta = \theta_s$ сердечник β насыщается. Относительное значение магнитной индукции (рис. 2, е) равно: $B_{\beta*} = -1$. Ток i_{β} (который поддерживался э. д. с. e_{β}) стремится изменить направление в соответствии с направлением питающего напряжения и в момент прохождения через нуль разрывается вентилем B_{β} . В интервале углов от θ_s до $\pi + \theta_v$ (приложение III) ток нагрузки $i_1 = i_y'$ определяется током нагрузочной обмотки α , расположенной на ненасыщенном сердечнике (рис. 1, в).

В момент времени, соответствующий углу $\theta = \pi + \theta_v$, отпирается вентиль B_{β} , напряжение на клеммах которого U_{β} возросло до величины

$$U_{\beta} = U_m \sin(\pi + \theta_v) - U_v = U_v. \quad (1)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksites.ru

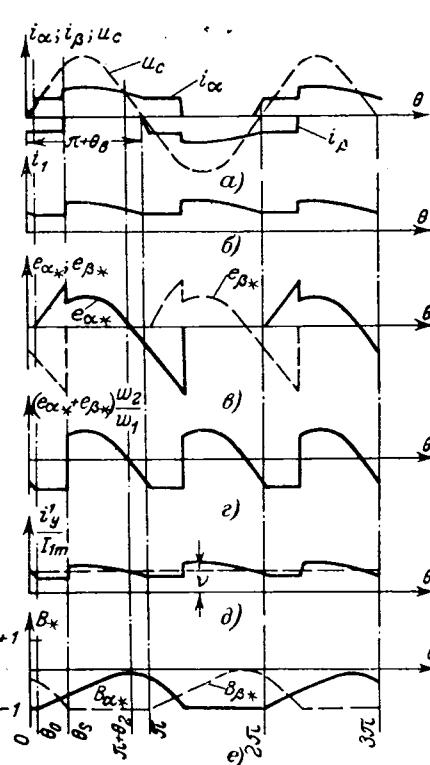


Рис. 2. Графики токов напряжений и магнитной индукции. Первый отрезок характеристики соответствует $R_{2*} = 5$.

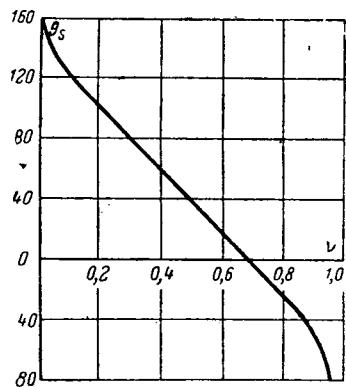


Рис. 3. Зависимость $\theta_s = f(v)$.

Уравнение (1) позволяет вычислить величину угла отпирания вентиля

$$\theta_v = -\arcsin 2C_v. \quad (2)$$

Вентиль B_{β} подключает к сети нагрузочную обмотку насыщенного сердечника β , ток в которой возрастает в соответствии с уравнением (IV-4) приложения IV до тех пор, пока при $\theta = \pi + \theta_0$ не достигнет величины $i_{\beta} = i_y'$, при которой сердечник размагничивается.

Угол размагничивания определяется соотношением

$$\theta_0 = \arcsin \frac{1 - \gamma}{1 + \frac{2 - \gamma}{R_{2*}}} \left(v - \frac{2C_v}{R_{2*}} \right). \quad (3)$$

При возрастании θ от $\pi + \theta_v$ до $\pi + \theta_0$ ток в сопротивлении нагрузки по-прежнему определяется током в нагрузочной обмотке ненасыщенного сердечника $i_{\alpha} = i_1 = i_y'$.

В интервале углов от $\pi + \theta_0$ до $\pi + \theta_s$ оба сердечника не насыщены. Насыщение сердечника α происходит в момент времени, соответствующий углу $\pi + \theta_s$.

Уравнение среднего значения относительной э. д. с. нагрузочной обмотки α за период

$$0 = \int_{\theta_0}^{\theta_s} e_{\alpha*} d\theta + \int_{\theta_s}^{\pi + \theta_0} e_{\alpha*} d\theta + \int_{\pi + \theta_0}^{\pi + \theta_s} e_{\alpha*} d\theta \quad (4)$$

позволяет получить соотношение, которое может быть использовано для вычисления угла насыщения θ_s графо-аналитическим методом.

На рис. 3 построена зависимость $\theta_s = f(v)$, вычисленная для $C_v = 0,02$.

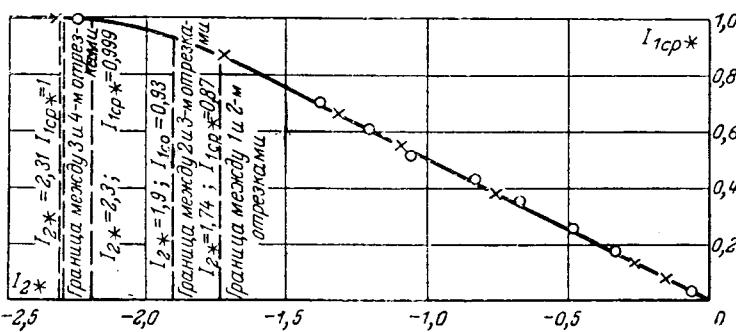


Рис. 4. Левая ветвь обобщенной характеристики вход — выход магнитного усилителя с самонасыщением, включенного по схеме постоянного тока.

Относительное среднее значение тока нагрузки на первом отрезке характеристики равно:

$$I_{1cp*} = \frac{I_{1cp}}{I_{k, cp}} = \frac{1}{\pi I_{k, cp}} \left(\int_{\theta_0}^{\theta_s} i_1 d\theta + \int_{\theta_s}^{\pi + \theta_0} i_1 d\theta \right), \quad (5)$$

где $I_{k, cp}$ — среднее значение тока короткого замыкания.

Подставив в уравнение (5) значения i_1 из уравнений (II-5) и (III-1a), получим окончательное выражение для определения I_{1cp*} .

Границе между первым и вторым отрезками характеристики соответствует такая величина v , при которой угол насыщения становится равным θ_{sk} . При $\theta_s = \theta_{sk}$ насыщение одного из сердечников, например β (рис. 2), сопровождается возрастанием тока i_α до величины, при которой напряжение $U_m \sin \theta_k$ полностью компенсируется активным падением напряжения цепи нагрузки и падением напряжения на вентилях. Электродвижущая сила в этот момент равна $e_{\alpha*} = 0$.

Положив в уравнении (III-2), выведенном в приложении III, $e_{\alpha*} = 0$, получим:

$$\theta_{sk} = \arcsin(v + 2C_B). \quad (6)$$

Границе между первым и вторым отрезком левой ветви характеристики соответствует $I_{1cp*} = 0,87$ и $I_{2*} = 1,74$. Обобщенная характеристика вход — выход усилителя $I_{1cp*} = f(I_{2*})$ изображена на рис. 4.

Приведенные в приложении уравнения (II-5) и (III-1a) свидетельствуют о том, что в течение всего периода переменного напряжения мгновенное значение тока в сопротивлении нагрузки равно мгновенному значению тока управления. Следовательно, при любом значении параметров усилителя и любом сопротивлении цепи управления относительное значение тока нагрузки на первом отрезке характеристики может быть представлено через ток управления следующим образом:

$$I_{1cp*} = \frac{I_{1m}}{\pi I_{k, cp}} \int_0^{\pi} \frac{i'_{1y}}{T_{1m}} d\theta = \frac{1,57v}{1 - C_B \pi}. \quad (7)$$

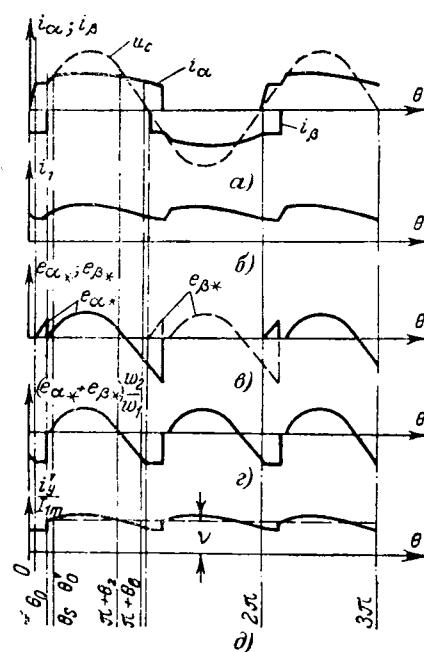


Рис. 5. Графики токов и напряжений. Второй отрезок характеристики при $R_{2*} = 5$.

Уравнения (7) и (I-9) позволяют вычислить крутизну наклона первого отрезка левой ветви характеристики:

$$\lambda = \frac{I_{1cp*}}{I_{2*}} = \frac{1,57v(1 - C_B \pi)}{(1 - C_B \pi)v\pi} = 0,5 = \frac{H_1}{H_2} = \frac{I_{1cp}w_1}{2I_2w_2}. \quad (8)$$

В уравнении (8) H_1 и H_2 обозначают соответственно напряженность магнитного поля нагрузочной обмотки и обмотки управления.

На основе уравнения (8) получим:

$$I_{1cp}w_1 = I_2w_2. \quad (9)$$

Пропорциональность между током управления и током нагрузки (или напряжением на входе и выходе усилителя), не зависящая от сопротивления цепи управления, позволяет использовать магнитный усилитель с самонасыщением, работающий в режиме, соответствующем первому отрезку левой ветви характеристики, в качестве трансформатора постоянного тока и напряжения. В отличие от трансформатора, выполненного на основе дросселя насыщения с нагрузочными обмотками, соединенными последовательно, форма графика тока нагрузки в этом случае строго повторяет форму кривой тока управления при любых сопротивлениях цепи управления. Благодаря этому в отличие от дроссельной схемы мостовая схема усилителя с самонасыщением может быть использована для измерения не только больших, но также и малых токов (как средних, так и мгновенных), требующих относительно большого числа витков обмотки управления, а также для измерения постоянных напряжений.

Второй отрезок характеристики ($\theta_{sk} \geq \theta_s \geq \theta_{sm}$). На втором отрезке характеристики пропорциональность между током управления и током нагрузки нарушается вследствие того,

что появляется интервал от θ_s до θ'_0 , в течение которого насыщены оба сердечника и, следовательно, $i_1 \neq i'_y$ (рис. 5, а—5, д).

Повторное размагничивание сердечника происходит при

$$\theta'_0 = \arctg(v + 2C_B). \quad (10)$$

Относительная величина тока нагрузки равна:

$$I_{1cp*} = \frac{1}{\pi I_{k, cp}} \left(\int_{\theta_0}^{\theta} i_1 d\theta + \int_{\theta_s}^{\theta'_0} i_1 d\theta + \int_{\theta'_0}^{\pi + \theta_B} i_1 d\theta + \int_{\pi + \theta_B}^{\pi + \theta_s} i_1 d\theta \right). \quad (11)$$

Граница между вторым и третьим отрезками характеристики соответствует такому значению v , для которого $\theta_s = \theta'_0 = \theta_{sm} = 80^\circ 35'$.

Третий отрезок характеристики ($\theta_{sm} \geq \theta_s \geq 0$). На третьем отрезке (рис. 6, а—6, д) отсутствуют интервалы времени, в течение которых не насыщены одновременно два сердечника:

$$I_{1cp*} = \frac{1}{\pi I_{k, cp}} \left(\int_{\theta_s}^{\theta'_0} i_1 d\theta + \int_{\theta'_0}^{\pi + \theta_B} i_1 d\theta + \int_{\pi + \theta_B}^{\pi + \theta_s} i_1 d\theta \right). \quad (12)$$

Границное значение v , при котором $\theta_s = 0$, определяется из соотношения

$$\cos \theta'_0 - (v + 2C_B)(\pi - \theta'_0) = 1. \quad (13)$$

Четвертый отрезок характеристики ($0 \geq \theta_s \geq \theta_B$). В соответствии с уравнением (2) θ_B = пост. Положив $\theta_s = \theta_B$, можно на основе уравнения

$$\cos \theta'_0 - (v + 2C_B)(\pi - \theta'_0) = -\cos \theta_B + (v + 2C_B)\theta_B \quad (14)$$

вычислить величину v , соответствующую наибольшему значению тока нагрузки $I_{1cp*} = 1$.

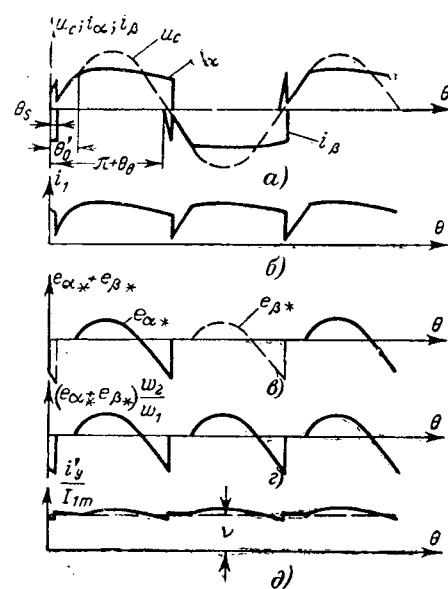


Рис. 6. Графики токов и напряжений.
Третий отрезок характеристики при
 $R_{2*} = 5$.

Вычисление тока нагрузки при помощи левой ветви обобщенной характеристики. Если задана н. с. с. управления $I_2 w_2$, то можно вычислить относительный ток управления:

$$I_{2*} = -\frac{2I_2 w_2}{I_{k, cp} w_1} \quad (15)$$

и найти по характеристике $I_{1cp} = f(I_{2*})$, изображенной на рис. 4, соответствующее значение I_{1cp*} .

Абсолютная величина тока нагрузки будет равна:

$$I_{1cp} = I_{1cp*} I_{k, cp} = I_{1cp*} \frac{0,9U_c - 2U_B}{r_1 + R}. \quad (16)$$

Испытания схемы. Испытания выполнены для усилителя с торOIDАЛЬНЫМИ ленточными сердечни-

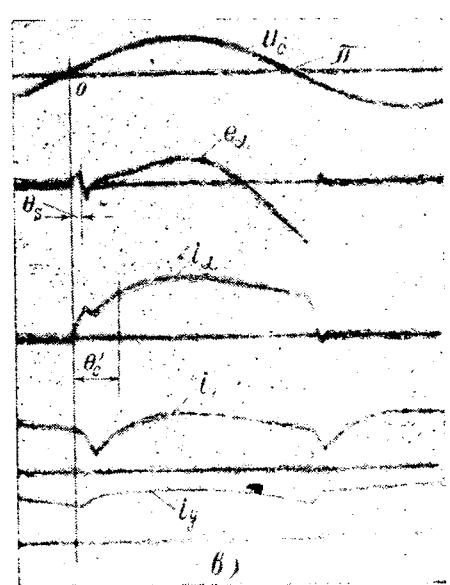
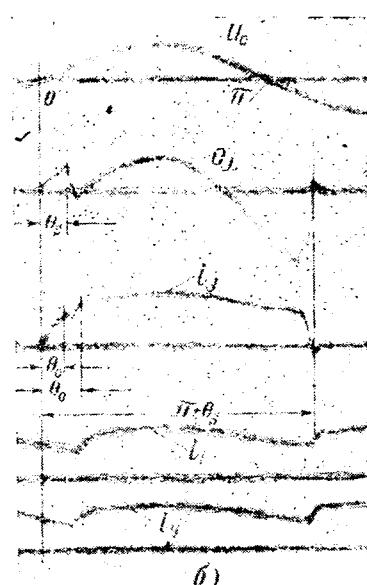
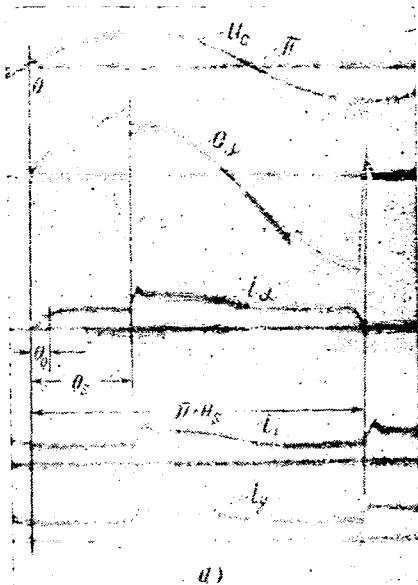


Рис. 7. Осциллограммы токов и напряжений $R_{2*} = 5$.
а — первый отрезок характеристики; б — второй отрезок характеристики; в — третий отрезок характеристики.

ками ($10 \times 41 \times 52$ мм) из пермаллоя. Для осциллографирования э. д. с. один из сердечников был снабжен дополнительной обмоткой с малым числом витков. Характеристика снята для $R_{2*} = 5$ и $R_{2*} = 0,25$. На рис. 4 опытные кривые $I_{1c,p*} = f(I_{2*})$ для $R_{2*} = 5$ и $R_{2*} = 0,25$ отмечены соответственно крестиками и кружками. Кривые, построенные по опытным данным, полностью совпадают с расчетной характеристикой, которая изображена сплошной линией.

Для значений v , близких к тем, для которых построены графики на рис. 2, 5 и 6, сняты осциллограммы напряжения сети U_c , тока в нагрузочной обмотке i_a , тока нагрузки i_1 , э. д. с. нагрузочной обмотки e_a и тока управления i_y , приведенные на рис. 7.

Приложение I. Обобщенная характеристика представляет собой зависимость тока нагрузки от тока управления, построенную в системе относительных единиц. Наиболее целесообразно за единицу тока принять величину тока короткого замыкания, т. е. наибольшее возможное значение тока нагрузки, соответствующее насыщенному состоянию сердечников в течение всего периода напряжения.

Амплитудное значение тока нагрузки при насыщенных сердечниках равно:

$$I_{1m} = \frac{U_m \sin \theta - 2U_b}{R + r_1} = \frac{U_m}{R_\Sigma} (\sin \theta - 2C_b), \quad (I-1)$$

где

$$\left. \begin{aligned} C_b &= \frac{U_b}{U_m}; \\ R_\Sigma &= R + r_1. \end{aligned} \right\} \quad (I-2)$$

Среднее значение тока короткого замыкания составляет:

$$I_{k,c,p} = \frac{I_{1m}}{\pi} \int_0^\pi (\sin \theta - 2C_b) d\theta = \frac{I_{1m} 2}{\pi} (1 - C_b \pi). \quad (I-3)$$

Относительная величина тока нагрузки равна:

$$I_{1c,p*} = \frac{I_{1c,p}}{I_{k,c,p}}. \quad (I-4)$$

Ток управления можно представить в виде суммы двух составляющих: постоянной

$$I_2 = \frac{U_2}{R_2} \quad (I-5)$$

и переменной

$$i_\tau = \frac{e_\alpha + e_\beta}{R_2} \frac{w_2}{w_1} = I_{1m} (e_{\alpha*} + e_{\beta*}) \frac{R_\Sigma}{R_2} \frac{w_2}{w_1}, \quad (I-6)$$

трансформированной из цепи нагрузочных обмоток.

В уравнении (I-6):

e_α ; e_β — э. д. с. нагрузочных обмоток α и β ;

$$e_{\alpha*} = \frac{e_\alpha}{U_m}; \quad e_{\beta*} = \frac{e_\beta}{U_m} \quad \text{— относительная величина э. д. с. нагрузочных обмоток.}$$

Ток управления, приведенный к числу витков нагрузочной обмотки, будет равен:

$$i'_y = I'_2 + i'_\tau = (I_2 + i_\tau) \frac{w_2}{w_1}. \quad (I-7)$$

Разделив и умножив уравнение (I-7) на I_{1m} и учитывая, что при $\theta = \frac{\pi}{2}$ величина $\sin \theta \gg 2C_b$, и, следовательно, $U_m \approx I_{1m} R_\Sigma$, получим:

$$\frac{i'_y}{I_{1m}} = v + \frac{e_{\alpha*} + e_{\beta*}}{R_{2*}}, \quad (I-7a)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

где $R'_{2*} = R_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2$ — приведенное сопротивление цепи управления;
 $R_{2*} = \frac{R'_{2*}}{R_\Sigma}$ — относительное сопротивление цепи управления;

$$v = \frac{I'_2}{I_{1m}}. \quad (I-8)$$

Относительная величина тока управления представляет собой отношение среднего значения приведенного тока управления к среднему значению тока нагрузочной обмотки в режиме короткого замыкания:

$$I_{2*} = \frac{I'_2}{I_{1c,p}} = 2 = v \frac{\pi}{1 - C_b \pi}. \quad (I-9)$$

За единицу магнитной индукции принята индукция насыщения B_s . Относительное амплитудное значение магнитной индукции равно:

$$B_* = \frac{B_m}{B_s}. \quad (I-10)$$

Приложение II. Оба сердечника не насыщены. Вентили B_α и B_β открыты (рис. 1, б):

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i_\alpha = i_\beta = i'_y; \\ i_\infty &= i_\alpha - i_\beta = 0. \end{aligned} \right\} \quad (II-1)$$

Составив уравнение напряжений контура нагрузочных обмоток и разделив его на $U_m = I_{1m} R_\Sigma$, получим:

$$e_{\alpha*} + e_{\beta*} + 2C_b + \frac{i'_y}{I_{1m}} (2 - \gamma) = 0, \quad (II-2)$$

где

$$\gamma = \frac{R}{R_\Sigma}. \quad (II-3)$$

На основании уравнений (II-3) и (I-7a) найдем:

$$e_{\alpha*} + e_{\beta*} = - \frac{(2 - \gamma) v + 2C_b}{1 + \frac{2 - \gamma}{R_{2*}}}. \quad (II-4)$$

Мгновенное значение тока нагрузки равно:

$$i_1 = i'_y = I_{1m} \frac{v - \frac{2C_b}{R_{2*}}}{1 + \frac{2 - \gamma}{R_{2*}}}; \quad (II-5)$$

$$e_{\alpha*} = \sin \theta - \frac{i'_y}{I_{1m}} - C_b = \sin \theta - \left[\frac{v + \left(1 - \frac{\gamma}{R_{2*}} \right) C_b}{1 + \frac{2 - \gamma}{R_{2*}}} \right]; \quad (II-6)$$

$$\begin{aligned} e_{\beta*} &= - \sin \theta - (1 - \gamma) \frac{i'_y}{I_{1m}} - C_b = \\ &= - \sin \theta - \left[\frac{(1 - \gamma) v + \left(1 + \frac{\gamma}{R_{2*}} \right) C_b}{1 + \frac{2 - \gamma}{R_{2*}}} \right]. \end{aligned} \quad (II-7)$$

Приложение III. Сердечник β насыщен, сердечник α не насыщен. Вентили B_α и B_1 открыты, вентили B_β и B_2 заперты (рис. 1, б). Тогда

$$\begin{aligned} i_1 &= i_\alpha = i'_y = I_{1m} \left(v + \frac{e_{\alpha*}}{R_{2*}} \right); \\ i_\beta &= 0, \end{aligned} \quad (III-1)$$

$$e_\alpha = U_m \sin \theta - i_1 R_\Sigma - 2U_b = U_m \left[\sin \theta - \left(v + \frac{e_{\alpha*}}{R_{2*}} \right) - 2C_b \right].$$

Отсюда

$$e_{\alpha*} = \frac{R_{2*}}{R_{2*} + 1} (\sin \theta - v - 2C_b). \quad (\text{III-2})$$

Подставив уравнение (III-2) в выражение (III-1), получим:

$$i_1 = i_\alpha = i'_{\gamma} = \frac{I_{1m}}{R_{2*} + 1} (\sin \theta + R_{2*}v - 2C_b). \quad (\text{III-1a})$$

Приложение IV. Сердечник β насыщен, сердечник α не насыщен. Открыты вентили B_α , B_β и B_1 (рис. 1,2). В этом случае

$$i_1 = i_\alpha = i'_{\gamma} = I_{1m} \left(v + \frac{e_{\alpha*}}{R_{2*}} \right); \quad (\text{IV-1})$$

$$U_m \sin \theta = e_\alpha + i'_{\gamma} R_\Sigma + 2U_b. \quad (\text{IV-2})$$

Баланс напряжений контура нагрузочных обмоток имеет следующий вид:

$$e_\alpha + 2U_b + i'_{\gamma} R_\Sigma + i_\beta r_1 = 0. \quad (\text{IV-3})$$

Из уравнений (IV-2) и (IV-3) найдем:

$$i_\beta = -\frac{I_{1m}}{(1-\gamma)} \sin \theta. \quad (\text{IV-4})$$

Значения $e_{\alpha*}$ и i_1 определяются соответственно по уравнениям (III-2) и (III-1a).

Приложение V. Относительные значения среднего тока нагрузки, соответствующие различным отрезкам левой ветви характеристики вход—выход, будут характеризоваться следующими уравнениями:

На первом отрезке, где $\pi \geq \theta_s \geq \theta_{sh}$, $0 \leq I_{1cp*} \leq 0,87$, $0 \leq I_{2*} \leq 1,74$:

$$I_{1cp*} = \frac{1,57v}{1 - C_b \pi} = 0,5I_{2*}. \quad (\text{V-1})$$

На втором отрезке, где $\theta_{sh} \geq \theta_s \geq \theta_{sm}$, $0,87 \leq I_{1cp*} \leq 0,93$, $1,74 \leq I_{2*} \leq 1,9$:

$$I_{1cp*} = \frac{0,5}{1 - C_b \pi} \left\{ \cos \theta_s + \frac{\cos \theta_0}{R_{2*} + 1} - \frac{\cos \theta'_0}{1 + \frac{1}{R_{2*}}} + \right.$$

$$+ \left[\frac{v - \frac{2C_b}{R_{2*}}}{1 + \frac{1}{R_{2*}}} \right] \pi + \left[\frac{v + 2C_b \left(1 + \frac{1-\gamma}{R_{2*}} \right)}{1 + \frac{2-\gamma}{R_{2*}}} \right] \theta_s -$$

$$- \left[\frac{v + 2C_b}{1 + \frac{1}{R_{2*}}} \right] \theta'_0 + \frac{(1-\gamma) \left[v + \frac{2C_b}{R_{2*}} \right]}{\left(1 + \frac{1}{R_{2*}} \right) (R_{2*} + 2 - \gamma)} \theta_0 \right\}. \quad (\text{V-2})$$

На третьем отрезке, где $\theta_{sm} \geq \theta_s \geq 0$, $0,93 \leq I_{1cp*} \leq 0,999$, $1,9 \leq I_{2*} \leq 2,3$:

$$I_{1cp*} = \frac{0,5}{(1 - C_b \pi) \left(1 + \frac{1}{R_{2*}} \right)} \left\{ -\cos \theta'_0 + \right. \\ \left. + \left(1 + \frac{2}{R_{2*}} \right) \cos \theta_s + \left(v - \frac{2C_b}{R_{2*}} \right) \pi + (v + 2C_b) (\theta_s - \theta'_0) \right\}. \quad (\text{V-3})$$

На четвертом отрезке, где $0 \geq \theta_s \geq \theta_b$, $0,999 \leq I_{1cp*} \leq 1$, $2,3 \leq I_{2*} \leq 2,31$:

$$I_{1cp*} = \frac{0,5}{1 - C_b \pi} \left\{ 2 - \frac{\cos \theta_s + \cos \theta'_0}{1 + \frac{1}{R_{2*}}} + \right. \\ \left. + \left(\frac{v - \frac{2C_b}{R_{2*}}}{1 + \frac{1}{R_{2*}}} \right) \pi + \left(\frac{v + 2C_b}{1 + \frac{1}{R_{2*}}} \right) (\theta_s - \theta'_0) \right\}. \quad (\text{V-4})$$

[5.2.1966]

◆ ◆ ◆

УДК 621.314.572

Автономный инвертор с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону для частотного управления асинхронными двигателями

Доктор техн. наук, проф. А. С. САНДЛЕР и инж. Ю. М. ГУСЯЦКИЙ
Московский энергетический институт

При частотном управлении асинхронными двигателями необходимо регулировать напряжение на зажимах двигателя одновременно с изменением частоты. Рассмотрим вкратце три различных способа регулирования выходного напряжения инвертора.

Амплитудный способ, основанный на регулировании выходного напряжения путем изменения входного напряжения инвертора. Этот способ достаточно прост и обладает тем преимуществом, что гармонический состав выходного напряжения остается практически неизменным во всем диапазоне регулирования. Использование этого метода наиболее целесообразно в системах малой мощности с инверторами, построенными на транзисторах,

а также в системах с небольшим диапазоном регулирования.

Существуют схемы инверторов на тиристорах, которые позволяют регулировать напряжение и частоту в широком диапазоне амплитудным способом при неизменной емкости коммутирующих конденсаторов. Однако при глубоком регулировании скорости двигателя с постоянным моментом на валу такой метод нельзя признать оптимальным, так как при регулировании напряжения на входе инвертора величину емкости коммутирующих конденсаторов приходится рассчитывать из условия обеспечения нормальной коммутации тока на нижнем пределе диапазона регулирования. Поэтому емкость конденсаторов получается завышенной по

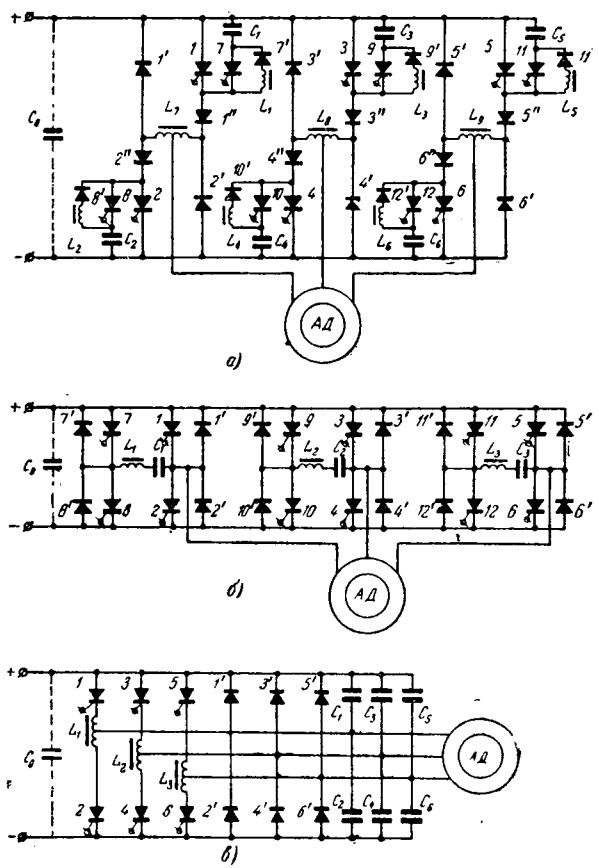


Рис. 1. Силовые схемы инверторов работы в режиме синусоидальной широтно-импульсной модуляции.

сравнению с емкостью, необходимой для коммутации тока на верхнем пределе диапазона регулирования. При глубоком регулировании это приводит к значительному увеличению коммутационных токов на верхнем пределе диапазона, а следовательно, неблагоприятно сказывается на процессе коммутации тиристоров и приводит к снижению к. п. д. инвертора. Кроме того, нижний предел регулирования скорости двигателя в подобных системах ограничивается явлением «шагания» двигателя при питании его напряжением ступенчатой формы с низкой частотой (2—3 гц и ниже).

Широтный способ, основанный на регулировании выходного напряжения путем изменения длительности открытого состояния силовых тиристоров инвертора. Этот способ благоприятно сказывается на процессах коммутации тиристоров в инверторе, так как независимо от величины выходного напряжения коммутирующие конденсаторы заряжаются до напряжения источника питания инвертора. Однако при таком способе регулирования выходного напряжения увеличивается состав высших гармоник в кривой выходного напряжения, что приводит к ухудшению использования двигателя и снижению его к. п. д. Поэтому такой метод применим при диапазоне регулирования выходного напряжения не более чем 2:1 [Л. 1].

Широтно-импульсный способ. В инверторах, использующих широтно-импульсный способ регулирования выходного напряжения, силовые

тиристоры переключаются с частотой, значительно превышающей частоту выходного напряжения. Регулирование выходного напряжения достигается за счет изменения относительной продолжительности открытого состояния силового тиристора в течение периода несущей частоты (частоты переключения тиристоров). Благодаря тому, что несущая частота значительно больше выходной частоты, высшие гармоники, возникающие при регулировании выходного напряжения, мало сказываются на работе двигателя, так как они почти полностью гасятся на индуктивностях рассеяния двигателя. Таким образом, последний способ объединяет преимущества двух предыдущих. Недостатком широтно-импульсного способа является высокая частота переключения вентилей, в результате чего возникает потребность в вентилях с высоким быстродействием и малыми потерями в процессе коммутации. Этим требованиям отвечают тиристоры.

Используя последний способ, можно осуществлять широтно-импульсную модуляцию напряжения по синусоидальному закону. В этом случае тиристоры переключаются с несущей частотой (f), а относительная продолжительность включеного состояния силовых тиристоров меняется по синусоидальному закону с выходной частотой F , благодаря чему график тока в обмотке двигателя мало отличается от синусоиды. Использование широтно-импульсной модуляции напряжения по синусоидальному закону приводит к некоторому усложнению схемы управления инвертором, однако это окупается значительным улучшением регулировочных свойств системы.

Для работы в режиме синусоидальной широтно-импульсной модуляции могут быть использованы любые инверторы на тиристорах с индивидуальной коммутацией (рис. 1, а и б), а также инверторы (рис. 1, в), в которых коммутация тока происходит с тиристора анодной группы на противолежащий тиристор катодной группы, и наоборот [Л. 2—4].

Схема управления инверторами рассматриваемого типа может быть построена двояко. В первом случае открывающие импульсы подаются одновременно в начале периода несущей частоты на все тиристоры одной из групп (анодной или катодной). Во втором случае открывающие импульсы подаются со сдвигом на 120° по несущей частоте. Первый способ управления более прост и позволяет получить график выходного тока с меньшим содержанием высших гармоник [Л. 2]. Поэтому в дальнейшем будет рассматриваться только первый способ управления.

Анализ работы схем, представленных на рис. 1, и подобных им может быть проведен на основании упрощенной схемы инвертора с широтно-импульсной модуляцией (рис. 2), которая отличается от схем, приведенных на рис. 1, отсутствием цепей закрывания управляемых вентилей.

При протекании тока в фазе A в положительном направлении (от начала к концу) поочередно работают вентили 1 и 2'. Когда открыт вентиль 1, напряжение фазы A положительно и ток нарастает. При закрывании вентиля 1 под действием э. д. с. самоиндукции открывается вентиль 2', напряжение фазы A становится отрицательным и ток начинает

спадать, замыкаясь через источник постоянного напряжения. При последующем открывании вентиля 1 ток фазы снова нарастает и т. д. Так как продолжительность открытого состояния вентиля 1 меняется по синусоидальному закону, то изменения тока происходят примерно по синусоиде. При изменении полярности тока в фазе A в работу вступают вентили 2 и 1'. Аналогичная картина наблюдается и в двух других фазах, но со сдвигом на 120° по выходной частоте относительно друг друга.

На рис. 3 изображены диаграммы напряжений и токов в инверторе при $f/F = 18$. Индексами на рис. 3 обозначены номера вентиляй, открытых в данный интервал времени. Учитывая, что в те интервалы времени, когда открыт управляемый вентиль, фаза двигателя потребляет ток из источника постоянного напряжения, а когда открыт неуправляемый вентиль — отдает его в источник (или другую фазу), нетрудно построить графики токов, потребляемых каждой фазой двигателя из источника питания (i_{Ad} , i_{Bd} , i_{Cd}).

На рис. 4 приведены осциллограммы фазных токов и напряжений двигателя при питании его от инвертора с широтно-импульсной модуляцией. Обмотки статора двигателя включены в звезду, несущая частота принята равной 400 Гц. В первом случае (рис. 4, а) частота на выходе инвертора составляет 3 Гц, во втором (рис. 4, б) — 50 Гц. При сопоставлении упомянутых осциллограмм с диаграммами, изображенными на рис. 3, видно их хорошее совпадение.

Для упрощения дальнейшего анализа принято два допущения:

ток, потребляемый двигателем, имеет синусоидальную форму;

величиной периода несущей частоты можно пренебречь по сравнению с периодом выходной частоты.

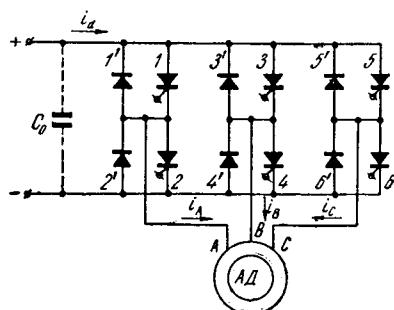


Рис. 2. Упрощенная схема инвертора с широтно-импульсной модуляцией напряжения по синусоидальному закону.

Рис. 3. Диаграммы токов и напряжений в инверторе при $f/F = 18$ и $m = 1$.

u_A — фазное напряжение двигателя; u_{Ad} — фазное напряжение двигателя, усредненное по несущей частоте; i_{Ad} , i_{Bd} , i_{Cd} — токи, потребляемые фазами двигателя от источника постоянного напряжения, i_{Adf} , i_{Bdf} , i_{Cdf} — токи, потребляемые фазами двигателя от источника постоянного напряжения, усредненные по несущей частоте; i_d — ток, потребляемый инвертором от источника постоянного напряжения; i_{df} — ток, потребляемый инвертором от источника постоянного напряжения, усредненный по несущей частоте.

Принципиально анализ возможен и без приведенных допущений, однако в этом случае конечные выражения получаются громоздкими и неудобными для пользования. Указанные допущения не приводят к заметным ошибкам при

$$F \leq \left(\frac{1}{8} \div \frac{1}{10} \right) f. \quad (1)$$

Среднее за период несущей частоты значение тока, потребляемого фазой A от источника, равно:

$$\begin{aligned} i_{Adf} &= \frac{1}{\pi} \int_t^{t+t_{Bk}} I_m \sin(2\pi F t - \varphi) dt = \\ &= -\frac{1}{\pi} \int_{t+t_{Bk}}^{t+\pi} I_m \sin(2\pi F t - \varphi) dt = \\ &= \frac{I_m}{\pi F \tau} [\sin(2\pi F t - \varphi + \pi F t_{Bk}) \sin \pi F t_{Bk} - \\ &\quad - \sin(2\pi F t - \varphi + \pi F t_{Bk} + \pi F \tau) \sin \pi F t_{OTk}]. \end{aligned} \quad (2)$$

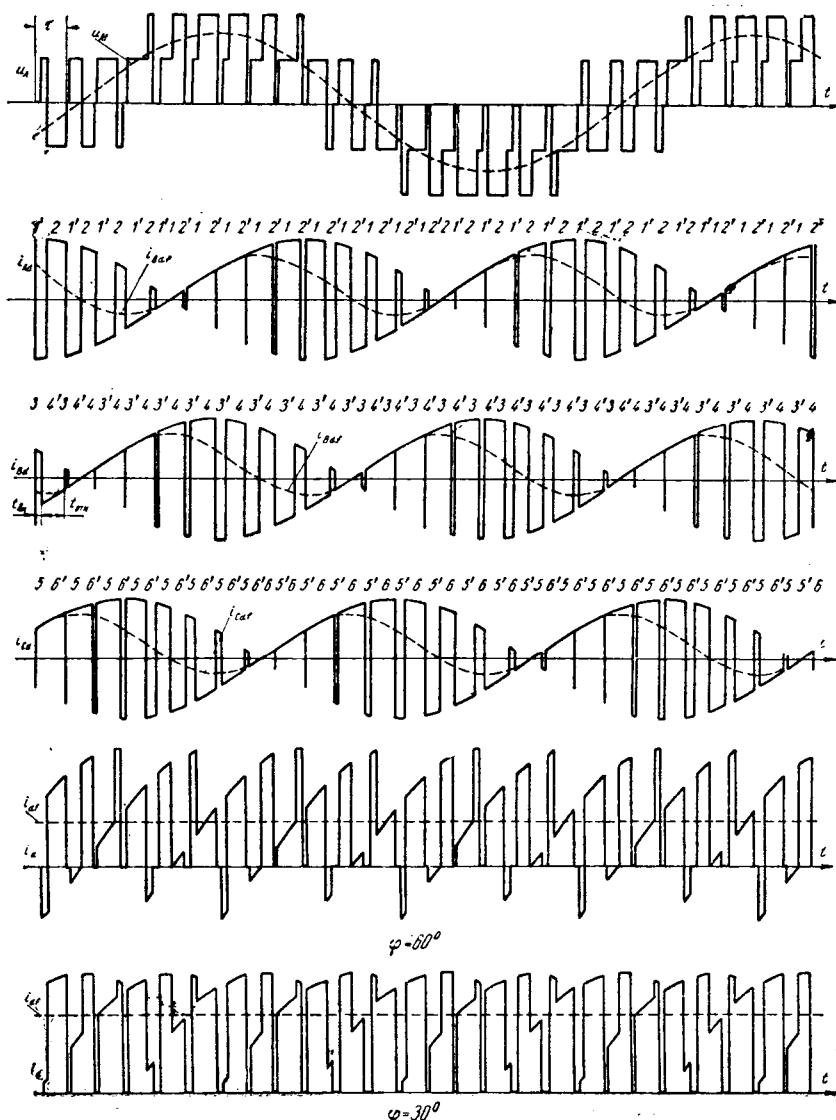




Рис. 4. Осциллограммы фазных напряжений и токов двигателя при питании его от инвертора с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону.

где I_m — амплитуда тока в фазе двигателя; $t_{вк}$ — время включенного состояния управляемого вентиля; $t_{отк}$ — время отключенного состояния управляемого вентиля; $\tau = t_{вк} + t_{отк}$ — период несущей частоты; φ — угол сдвига между первыми гармониками тока и напряжения в нагрузке.

Учитывая синусоидальный закон модуляции, можно записать:

$$\frac{t_{вк} - t_{отк}}{\tau} = m \sin 2\pi F t, \quad (3)$$

где m — коэффициент глубины модуляции.

Подставив формулу (3) в равенство (2) и с учетом принятых допущений, получим:

$$i_{Ad} = m I_m \sin (2\pi F t - \varphi) \sin 2\pi F t.$$

Аналогично

$$i_{Bd} = m I_m \sin (2\pi F t - \varphi - 120^\circ) \sin (2\pi F t - 120^\circ);$$

$$i_{Cd} = m I_m \sin (2\pi F t - \varphi + 120^\circ) \sin (2\pi F t + 120^\circ).$$

Среднее за период несущей частоты значение тока, потребляемого инвертором от источника питания, равно:

$$i_{df} = \frac{1}{2} (i_{Ad} + i_{Bd} + i_{Cd}) = \frac{3}{4} m I_m \cos \varphi. \quad (4)$$

Так как величина i_{df} постоянна и положительна за весь период выходной частоты, то из формулы (4) следует, что в инверторе с широтно-импульсной модуляцией напряжения по синусоидальному закону реактивная энергия полностью компенсируется между фазами при всех значениях $\cos \varphi$.

Однако соотношение (4) справедливо лишь для величин, усредненных по несущей частоте, следовательно, на его основании нельзя сделать вывод о том, что реактивная энергия полностью компенсируется между фазами в любой момент времени. Действительно, при рассмотрении мгновенных значений тока i_d можно заметить, что при некоторых значениях $\cos \varphi$ в течение периода несущей частоты существуют интервалы времени, когда ток направлен от инвертора к источнику. Определим условия, при которых реактивная энергия полностью компенсируется внутри инвертора для любого момента времени.

Переходя от усредненных по несущей частоте величин к мгновенным, запишем уравнения токов в инверторе для каждого интервала в произвольный момент времени t . Допустим, что система управления инвертором построена так, что в начале периода несущей частоты подаются открывающие

импульсы одновременно на все управляемые вентиля $1, 3$ и 5 анодной группы (рис. 2). Тогда в течение периода несущей частоты τ каждый из токов i_{Ad}, i_{Bd}, i_{Cd} имеет два разрыва в моменты времени $k\tau$ и $k\tau + t_{вк}$, где k — число целых периодов τ , прошедших от момента времени $t=0$:

$$\begin{aligned} i_{Ad} &= i_A & \text{при } t - k\tau < t_{вкA}; \\ i_{Ad} &= -i_A & \text{при } t - k\tau > t_{вкA}; \\ i_{Bd} &= i_B & \text{при } t - k\tau < t_{вкB}; \\ i_{Bd} &= -i_B & \text{при } t - k\tau > t_{вкB}; \\ i_{Cd} &= i_C & \text{при } t - k\tau < t_{вкC}; \\ i_{Cd} &= -i_C & \text{при } t - k\tau > t_{вкC}, \end{aligned}$$

где i_A, i_B и i_C — токи в фазах двигателя.

Учитывая выражение (3), можно написать следующие уравнения:

$$\begin{aligned} i_{Ad} &= I_m \sin (2\pi F t - \varphi) \frac{\frac{\tau}{2} (1 + 2k + m \sin 2\pi F t) - t}{\left| \frac{\tau}{2} (1 + 2k + m \sin 2\pi F t) - t \right|}; \\ i_{Bd} &= I_m \sin (2\pi F t - \varphi - 120^\circ) \times \\ &\times \frac{\frac{\tau}{2} [1 + 2k + m \sin (2\pi F t - 120^\circ)] - t}{\left| \frac{\tau}{2} [1 + 2k + m \sin (2\pi F t - 120^\circ)] - t \right|}; \\ i_{Cd} &= I_m \sin (2\pi F t - \varphi + 120^\circ) \times \\ &\times \frac{\frac{\tau}{2} [1 + 2k + m \sin (2\pi F t + 120^\circ)] - t}{\left| \frac{\tau}{2} [1 + 2k + m \sin (2\pi F t + 120^\circ)] - t \right|}; \\ i_d &= \frac{1}{2} (i_{Ad} + i_{Bd} + i_{Cd}). \end{aligned} \quad (5)$$

Сомножитель в виде дроби, входящий в уравнение (5), определяет знак тока, потребляемого фазой двигателя от источника питания. Так как в общем случае $t_{вкA} \neq t_{вкB} \neq t_{вкC} \neq t_{вкA}$, то за время периода несущей частоты τ существуют четыре интервала, в течение которых ни один из токов i_{Ad}, i_{Bd}, i_{Cd} , а следовательно, и ток i_d не претерпевают разрыва. Условно принято, что фазный ток двигателя положителен, если он направлен от инвертора к двигателю. Ток, потребляемый фазой двигата-

теля от источника питания, как указывалось выше, положителен, если он направлен согласно с напряжением источника питания и протекает через управляемый вентиль, и отрицателен, если он направлен навстречу напряжению источника питания и протекает через обратный неуправляемый вентиль. Для первого интервала, когда открыты все управляемые вентили (1, 3 и 5) анодной группы, управления (5) имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} i_{Ad} &= I_m \sin(2\pi F t - \varphi); \\ i_{Bd} &= I_m \sin(2\pi F t - \varphi - 120^\circ); \\ i_{Cd} &= I_m \sin(2\pi F t - \varphi + 120^\circ); \\ i_d &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5')$$

Для четвертого интервала, когда открыты все вентили (2, 4 и 6) катодной группы, уравнения (5) принимают такой вид:

$$\left. \begin{aligned} i_{Ad} &= -I_m \sin(2\pi F t - \varphi); \\ i_{Bd} &= -I_m \sin(2\pi F t - \varphi - 120^\circ); \\ i_{Cd} &= -I_m \sin(2\pi F t - \varphi + 120^\circ); \\ i_d &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5'')$$

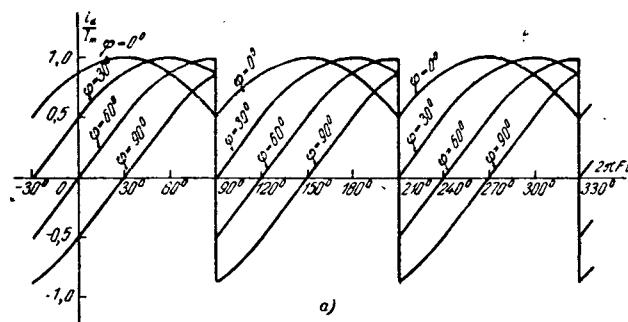
Таким образом, на первом и четвертом интервалах ток, потребляемый от источника питания, равен нулю.

Величина и знак тока i_d на втором и третьем интервалах определяются соотношением между t_{vka} , t_{vkb} и t_{vkc} . Период частоты модуляции удобно разбить на шесть частей, которые отличаются одна от другой различным соотношением отрезков времени t_{vka} , t_{vkb} и t_{vkc} :

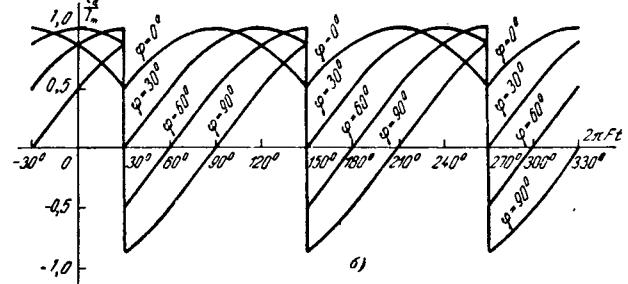
$$\begin{aligned} &\text{для } -30^\circ < 2\pi F t < 30^\circ \quad t_{vkc} > t_{vka} > t_{vkb}; \\ &\text{для } 30^\circ < 2\pi F t < 90^\circ \quad t_{vka} > t_{vkc} > t_{vkb}; \\ &\text{для } 90^\circ < 2\pi F t < 150^\circ \quad t_{vkb} > t_{vkc} > t_{vka}; \\ &\text{для } 150^\circ < 2\pi F t < 210^\circ \quad t_{vka} > t_{vkb} > t_{vkc}; \\ &\text{для } 210^\circ < 2\pi F t < 270^\circ \quad t_{vkc} > t_{vka} > t_{vkb}; \\ &\text{для } 270^\circ < 2\pi F t < 330^\circ \quad t_{vkb} > t_{vka} > t_{vkc}. \end{aligned}$$

В соответствии с этим для шести частей периода модуляции в таблице приведены уравнения тока, потребляемого от источника питания на четырех интервалах. Там же даны уравнения для подсчета продолжительности каждого интервала.

На основании соотношений, приведенных в таблице, построены графики изменения мгновенного значения тока, потребляемого от источника питания, в течение периода выходной частоты для второго и третьего интервалов и различных значений угла φ (рис. 5). Анализ этих графиков показывает, что при $\varphi > 30^\circ$ существуют моменты времени, когда ток i_d имеет отрицательное значение, т. е. протекает от инвертора к источнику. Следовательно, угол $\varphi = 30^\circ$ является тем граничным углом, при котором реактивная энергия в любой момент времени компенсируется внутри инвертора, не выходя на шины постоянного напряжения.



a)



b)

Рис. 5. Диаграммы изменения мгновенного значения тока, потребляемого инвертором от источника питания в течение периода выходной частоты.

a — 2 интервала; б — 3 интервала.

При питании инвертора от источника с односторонней проводимостью (от выпрямителя) возникает необходимость в компенсирующем конденсаторе, который принимает энергию в моменты времени, когда ток направлен от инвертора к источнику питания. Емкость компенсирующего конденсатора может быть подсчитана по следующей формуле:

$$C_0 = \frac{\int_{t}^{t+\Delta t} i_d dt}{\Delta U_C}, \quad (6)$$

где Δt — интервал времени, в течение которого ток направлен от инвертора к источнику; ΔU_C — допустимая величина перенапряжений на конденсаторе.

Числитель в выражении (6) представляет собой количество электричества Q , которое идет на заряд компенсирующего конденсатора в течение времени Δt .

Диаграммы, приведенные на рис. 3, свидетельствуют о том, что для вычисления интеграла в выражении (6) необходимо рассмотреть отрезки времени $-30^\circ < 2\pi F t < 30^\circ$ для второго интервала и $30^\circ < 2\pi F t < 90^\circ$ для третьего интервала. Для второго интервала получим:

$$\Delta t = \Delta t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m \pi \sin(2\pi F t + 30^\circ);$$

$$\begin{aligned} Q &= \int_t^{t+\Delta t_2} -I_m \sin(2\pi F t - \varphi - 120^\circ) dt = \\ &= -\frac{I_m}{\pi F} \sin(2\pi F t - \varphi - 120^\circ + \pi F \Delta t_2) \sin \pi F \Delta t_2 \approx \\ &\approx \frac{\sqrt{3}}{4} m I_m \pi [\sin(2 \cdot 2\pi F t - \varphi) + \cos(\varphi - 30^\circ)]. \end{aligned} \quad (7)$$

Интервалы	Ток, потребляемый от источника питания i_d	Продолжительность интервала $\Delta t_{\text{инт}}$	Область применения формулы
1	0	$t_{\text{БКБ}} = \frac{\tau}{2} [1 + m \sin (2\pi F t - 120^\circ)]$	$-30^\circ < 2\pi F t < 90^\circ$
		$t_{\text{БКС}} = \frac{\tau}{2} [1 + m \sin (2\pi F t + 120^\circ)]$	$90^\circ < 2\pi F t < 210^\circ$
		$t_{\text{БКА}} = \frac{\tau}{2} (1 + m \sin 2\pi F t)$	$210^\circ < 2\pi F t < 330^\circ$
2	$-I_m \sin (2\pi F t - \varphi - 120^\circ)$	$t_{\text{БКА}} - t_{\text{БКБ}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \sin (2\pi F t + 30^\circ)$	$-30^\circ < 2\pi F t < 30^\circ$
		$t_{\text{БКС}} - t_{\text{БКБ}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \cos 2\pi F t$	$30^\circ < 2\pi F t < 90^\circ$
		$t_{\text{БКБ}} - t_{\text{БКС}} = -\frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \cos 2\pi F t$	$90^\circ < 2\pi F t < 150^\circ$
3	$-I_m \sin (2\pi F t - \varphi + 120^\circ)$	$t_{\text{БКС}} - t_{\text{БКА}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \sin (2\pi F t - 30^\circ)$	$150^\circ < 2\pi F t < 210^\circ$
		$t_{\text{БКА}} - t_{\text{БКС}} = -\frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \sin (2\pi F t + 30^\circ)$	$210^\circ < 2\pi F t < 270^\circ$
		$t_{\text{БКС}} - t_{\text{БКА}} = -\frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \sin (2\pi F t - 30^\circ)$	$270^\circ < 2\pi F t < 330^\circ$
4	0	$t_{\text{БКА}} - t_{\text{БКС}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \sin (2\pi F t - 30^\circ)$	$-30^\circ < 2\pi F t < 30^\circ$
		$t_{\text{БКА}} - t_{\text{БКБ}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \sin (2\pi F t + 30^\circ)$	$30^\circ < 2\pi F t < 90^\circ$
		$t_{\text{БКБ}} - t_{\text{БКА}} = -\frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \sin (2\pi F t + 30^\circ)$	$90^\circ < 2\pi F t < 150^\circ$
5	$I_m \sin (2\pi F t - \varphi - 12^\circ)$	$t_{\text{БКБ}} - t_{\text{БКА}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \sin (2\pi F t + 30^\circ)$	$150^\circ < 2\pi F t < 210^\circ$
		$t_{\text{БКБ}} - t_{\text{БКС}} = -\frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \cos 2\pi F t$	$210^\circ < 2\pi F t < 270^\circ$
		$t_{\text{БКС}} - t_{\text{БКА}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \tau \cos 2\pi F t$	$270^\circ < 2\pi F t < 330^\circ$
6	$I_m \sin (2\pi F t - \varphi + 120^\circ)$	$\tau - t_{\text{БКС}} = \frac{\tau}{2} [1 - m \sin (2\pi F t + 120^\circ)]$	$-90^\circ < 2\pi F t < 30^\circ$
		$\tau - t_{\text{БКА}} = \frac{\tau}{2} (1 - m \sin 2\pi F t)$	$30^\circ < 2\pi F t < 150^\circ$
		$\tau - t_{\text{БКБ}} = \frac{\tau}{2} [1 - m \sin (2\pi F t - 120^\circ)]$	$150^\circ < 2\pi F t < 270^\circ$

Исследовав выражение (7) на максимум в пределах $-30^\circ < 2\pi F t < 30^\circ$, найдем, что

$$Q = \frac{\sqrt{3}}{2} m I_m \tau \sin^2 \frac{\varphi - 30^\circ}{2}. \quad (8)$$

Подставив это значение Q_m в равенство (6), получим окончательно:

$$C_0 = \frac{\sqrt{3}}{f \Delta U_C} \frac{m I_m}{2} \sin^2 \frac{\varphi - 30^\circ}{2}. \quad (9)$$

Формула (9) справедлива для $30^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$. Аналогичный результат получается и для третьего интервала.

Проанализировав уравнение (9), можно сделать два вывода.

Величина емкости компенсирующего конденсатора не зависит от выходной частоты. Это обстоятельство позволяет использовать инверторы с широтно-импульсной модуляцией напряжения по синусоидальному закону для работы на весьма низких выходных частотах.

Электромагнитное гашение дуги в элегазе

Канд. техн. наук А. И. ПОЛТЕВ, инж. О. В. ПЕТИНОВ
и канд. техн. наук Г. Д. МАРКУШ
Ленинградский политехнический институт
им. М. И. Калинина

За последние полтора десятилетия в практике мирового высоковольтного аппаратостроения наблюдается тенденция все более широкого применения элегаза в качестве дугогасительной и изолирующей среды. Разработаны выключатели с гашением дуги в потоке элегаза. Этот поток может создаваться либо поршнем, связанным с подвижным контактом, либо за счет перепада давлений в резервуарах высокого и низкого давлений, либо, наконец, за счет теплового расширения газа под действием вспомогательной дуги. Кроме того, в патентной литературе можно встретить проекты выключателей, аналогичных масляным, с гашением дуги в жидким элегазе.

Целесообразность применения этого газа в коммутационных электрических аппаратах объясняется весьма удачным сочетанием его электрических и физических свойств, которые подробно описаны в современной периодической литературе. Наиболее важными из них являются высокие электрическая прочность и дугогасительная способность, которые обычно объясняются большим сродством молекул элегаза к электронам ствола дуги. Образующиеся отрицательные ионы малоподвижны. Их участие в переносе тока в дуговом столбе очень мало. Количество носителей тока — электронов — в каждой единице объема дугового ствола вследствие их захвата нейтральными молекулами уменьшается, баланс электронов может стать отрицательным и дуга погаснет [Л. 1].

Другое, более правильное, по нашему мнению, объяснение дает теория, связывающая высокую дугогасительную способность элегаза с термохимическими процессами, происходящими при высоких температурах в дуговом стволе. На эту связь указывали советские исследователи Борисов, Александров, Межуева [Л. 2 и 3].

Более полное толкование влияния термохимических процессов на гашение дуги в элегазе дали Фринд и Баттаглио [Л. 4 и 5]. Выдвинутая ими тео-

рия основывается на том, что теплообмен в стволе стабилизированной дуги происходит только за счет теплопроводности [Л. 6].

Следует иметь в виду, что и в стволе дуги отключения теплообмен также происходит в основном за счет теплопроводности. Кроме того, поскольку мгновенное значение тока незадолго до перехода его через нуль, даже при отключении весьма большой мощности, мало, то в дуговом промежутке находится плазма относительно небольшого объема. Но именно от того, трудно или легко денионизировать эту плазму, в значительной степени будет зависеть исход дугогашения. Сравнение способности воздуха и элегаза гасить дугу с током в несколько ампер Фринд и Баттаглио сделали на основании опытов со стабилизированной дугой.

Известно, что зависимость коэффициента теплопроводности двух и многоатомных газов от температуры имеет явно выраженный максимум, наличие которого объясняется диссоциацией молекул газа на атомы и поглощением в связи с этим значительного количества энергии, отбираемой от дуги. Вследствие того, что максимум теплопроводности в воздухе наблюдается при температуре около 7 000° К, а в элегазе из-за слабых связей в молекуле — при 3 000° К, кривые распределения температуры в стволе стабилизированной дуги будут иметь вид, показанный на рис. 1. Резко выступающая часть — ядро дуги — образуется в том случае, когда температура на оси дуги превышает температуру, соответствующую максимуму теплопроводности. В элегазе ядро образуется уже при очень малых токах, в воздухе же — лишь при значительных токах, когда температура на оси дуги выше 7 000° К.

Температура T_a , при которой газ приобретает заметную проводимость и для элегаза, и для воздуха, выше 4 000° К. Возьмем для наглядности температуру T_a и для элегаза, и для воздуха одной и той же. Тогда из рис. 1 видно, что диаметр стабилизированной дуги d_b в воздухе значительно

Литература

- Хасаев О. И. и Коссов О. А., Регулирование напряжения в системе транзисторный инвертор — асинхронный двигатель, «Электричество», 1963, № 9.
- Schöping A., Stemmler H., Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren, BBC Mitt., 1964, № 8, 9, S. 555—577.
- Migga W. Mc., Shattuck D. P., A Silicon Controlled Rectifier inverter with Improwed Commutation, AIEE Comm. & Electr., Nov. 1961, p. 531—542.
- Abraham Ludwig, Neumann Klemens, Koppelman Floris, Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren, AEG-Mitt., 1964, № 1, 2, S. 89—106.
- Хасаев О. И., Работа асинхронного двигателя от преобразователя частоты на полупроводниковых триодах, «Электричество», 1961, № 9.

[3.3.1966]

больше, чем диаметр d_3 в элегазе, в котором весь ток дуги проходит по очень тонкому ядру. При гашении дуги необходимо за весьма короткий промежуток времени охладить до температуры, меньшей T_i , объем газа, который в воздухе в $(d_3/d_2)^2$ раз больше, чем в элегазе. С объемом нагретого до температуры T_i газа связано его теплосодержание. Чем больше теплосодержание токопроводящего объема газа, тем труднее погасить дугу. Кроме того, для гашения дуги имеет значение и характер распределения температуры за пределами ствола дуги, показанный на рис. 1 пунктиром. В воздухе температура медленно уменьшается вдоль радиуса, в элегазе же она падает быстрее, чем несомненно способствует быстрому распаду токоведущего ядра.

Помимо элегаза, некоторые другие галогеносодержащие газы также имеют слабые связи в молекуле и, следовательно, максимум теплопроводности при сравнительно низкой температуре. Ее распределение в стволе дуги, так же как и в элегазе, имеет пикообразный характер. Последнее определяет малое теплосодержание дуги при малых токах и как следствие этого — ее очень малую постоянную времени.

Скорость деионизации дугового ствола характеризуется постоянной времени θ , представляющей отношение в каждый данный момент энергии Q , содержащейся в стволе дуги, к мощности P , отводимой от нее в окружающее пространство:

$$\theta = \frac{Q}{P}.$$

При малых токах и атмосферном давлении постоянная времени дуги в элегазе в 60—100 раз меньше, чем в воздухе, что является следствием малого теплосодержания ствола дуги в элегазе и лучшей его теплопроводности. Этим и объясняется, что дуга переменного тока небольшой величины гаснет при переходе тока через нуль даже в неподвижном элегазе. Однако, как показали эксперименты, хотя при свободном разведении контактов в элегазе может быть отключена мощность в 60—70 раз большая, чем в воздухе, тем не менее этот способ гашения дуги неэффективен, так как отключить значительные токи в элегазе без дутья не удается.

По-видимому, это связано с обратными термохимическими процессами на периферии ствола дуги или за ее пределами, при которых энергия, затраченная на диссоциацию молекул, высвобождается вновь. При малых токах выделившаяся в дуге энергия еще настолько мала, что она полностью успевает отводить-

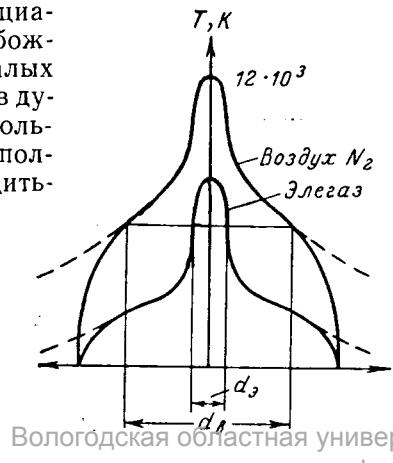


Рис. 1. Кривые распределения температуры в стволе стабилизированной дуги с малым током, горящей в воздухе и в элегазе.

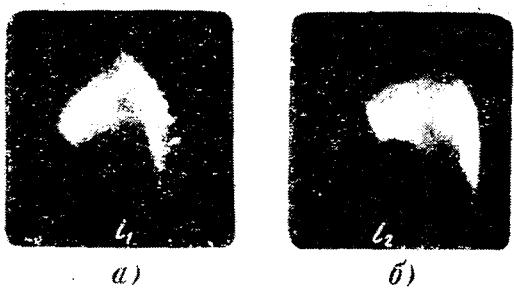


Рис. 2. Фотографии свободно горящей дуги в элегазе (а) и в воздухе (б) при $p=1$ ата и времени экспозиции кадра 20 мксек.

$I_1=656$ а; $I_2=630$ а.

ся от дуги естественным образом. Но при больших значениях тока естественной конвекции уже недостаточно для отвода выделяющегося в дуге тепла. Обратные термохимические процессы происходят в непосредственной близости от ствола дуги, повышая ее температуру и главное диаметр ее ствола. На фотографии, полученной с помощью сверхскоростного фоторегистратора СФР (рис. 2, а), отчетливо видна центральная часть дуги в элегазе и окружающий ее менее яркий, но также проводящий слой. Постоянная времени этого слоя во много раз больше, чем ядра. В этих условиях преимущество низкой температуры диссоциации молекул элегаза теряется. Сравнение рисунков 2, а и б показывает, что при отключении тока $I_m \approx 1200$ а при одном и том же его мгновенном значении $i \approx 700$ а диаметр дуги в элегазе незначительно меньше, чем в воздухе. С учетом большой плотности элегаза теплосодержание единицы длины дуги в нем даже несколько больше. При значительных отключаемых токах всегда будет сказываться влияние термического запаздывания. Оно приведет к тому, что диаметр дуги, соответствующий малому мгновенному значению отключаемого тока при подходе его к нулю, будет значительно больше диаметра стабильно горящей дуги с таким же током. Но вследствие лучшей теплоотводящей способности термическая инерционность дуги в элегазе меньше, чем в воздухе. Поэтому даже наружный, более инерционный слой дуги в элегазе распадается быстрее, чем ствол дуги с таким же током в воздухе, и это сказывается на лучшей дугогасительной способности элегаза. Необходимо отметить, что при отсутствии дутья слабее будет действовать и вспомогательный фактор — захват электронов молекулами элегаза, так как подход нейтральных молекул к дуговому стволу затруднен.

Таким образом, для гашения в элегазе мощной дуги в цепи высокого напряжения необходимо либо применить соответствующее дутье, либо заставить дугу перемещаться относительно неподвижного элегаза, например, силами электромагнитного поля. Этот последний способ рассматривается ниже. Дугогасителем служило устройство, выполненное по схеме, показанной на рис. 3, или аналогичное. В этом устройстве на каждую единицу длины дуги действует сила K , возникающая при взаимодействии тока дуги с нормальной к ее стволу со-

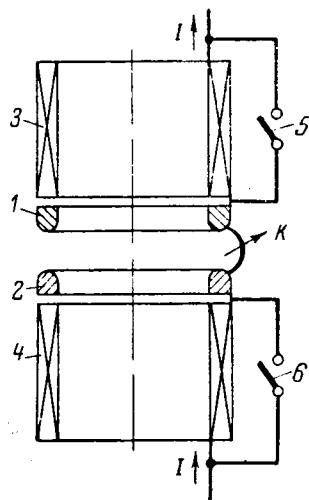


Рис. 3. Схема дугогасительного устройства.

Возникающая между контактами 1 и 2 при отключении тока дуга приходит во вращение не сразу, а лишь после того, как сила K достигнет некоторого минимального значения, ибо, чтобы сдвинуть дугу с места первоначального ее образования, необходимо приложить вполне определенную силу K_{\min} [Л. 8].

Электромагнитная сила

$$K = IH_p \cdot 10^{-6} [\mu].$$

Зная максимальное значение тока, который надежно гаснет в элегазе при отсутствии дутья, можно экспериментально определить минимальное значение напряженности магнитного поля H_{\min} , при которой дуга приходит во вращение. Дугогасительная способность промежутка при свободном разведении контактов зависит от скорости их расхождения, характера электрического поля между ними, величины между контактного расстояния и давления газа, причем эта зависимость от давления имеет своеобразный характер — она как бы повторяет кривую электрической прочности промежутка при резко неравномерном поле, и такой характер остается и в случае малой скорости движения дуги [Л. 9].

Таким образом, для каждого конкретного конструктивного исполнения дугогасительного устройства существует свое значение тока, который надежно гаснет при отсутствии дутья. Например, при испытании макета выключателя 10 кв, имеющего несколько отличную от приведенной на рис. 3 конструкцию, было установлено, что при искусственно созданной неравномерности электрического поля в междуконтактном промежутке и при отсутствии дутья надежно гаснет дуга с током до 80 а. Необходимо, чтобы уже при этом токе и более высоких его значениях дуга не была неподвижна. Минимальное значение напряженности H_{\min} , при котором дуга с током 80 а придет в движение, равно 90 а/см. Этот параметр является исходной величиной при определении минимального числа витков катушки w_{\min} . В некоторых случаях в частности в рассматриваемом зависимости $H=f(w)$ известна

из курса теоретических основ электротехники. С другой стороны, от числа витков катушки зависит скорость движения дуги V_d , которая является основным параметром, определяющим отключающую способность дугогасительного устройства.

Кроме числа витков, на скорость дуги влияет давление газа, индукция магнитного поля и величина отключаемого тока. Поскольку скорость в течение полупериода меняется, будем в дальнейшем говорить о максимальной скорости движения дуги $V_{\text{д.макс.}}$. Заметим, что для выключателей на 6—35 кв междуконтактный промежуток будет лежать в пределах 10—30 мм. В результате обработки экспериментальных данных с учетом того, что весь отключаемый ток проходит по катушкам, создающим магнитное поле, для средних значений указанного выше промежутка была получена следующая эмпирическая зависимость:

$$V_{\text{д. макс}} = \frac{1,22 \cdot 10^2 w^{1/2} K_0^{1/2} I_{\text{откл}}^{5/6}}{p^{2/3}},$$

где K_0 — коэффициент, зависящий от геометрических параметров катушки;
 w — число витков катушки;
 $I_{\text{откл}}$ — отключаемый ток;
 p — давление элегаза в камере макета выключателя.

Следует отметить, что, хотя при увеличении давления скорость дуги и уменьшается, дугогасительная способность растет вследствие повышения электрической прочности междуконтактного промежутка. Максимально допустимое число витков отключающей катушки определится из условия надежного гашения свободно горящей дуги на главных контактах 5 и 6, шунтирующих катушку. Это условие соблюдается при индуктивности катушки $L < 10^{-4}$ гн. Исходя из этого условия и было выбрано число витков катушки макета дугогасительного устройства. Исследование гашения дуги, вращающейся в магнитном поле, показало, что такое дугогасительное устройство может отключать токи короткого замыкания по крайней мере при генераторных напряжениях. Макет дугогасительного устройства успешно гасил дугу с током до 13 ка, причем это не было пределом его отключающей способности.

На рис. 4 приведены кривые скорости, построенные по данным испытаний макета на сетевом стендe. Кривая *a* получена при отключении тока $I_{откл} =$

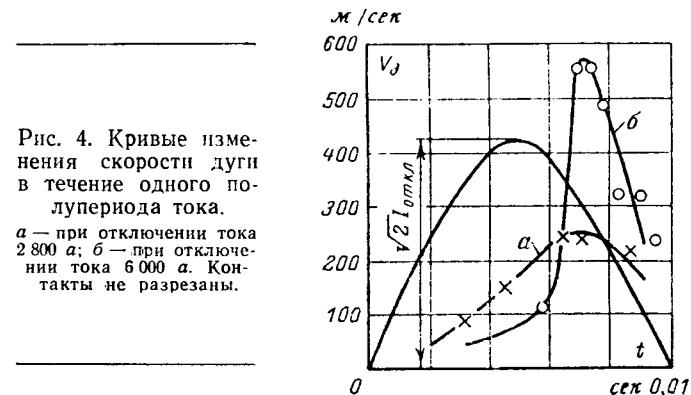


Рис. 4. Кривые изменения скорости дуги в течение одного полупериода тока.

a — при отключении тока 2 800 *a*; *b* — при отключении тока 6 000 *a*. Контакты не разрезаны.

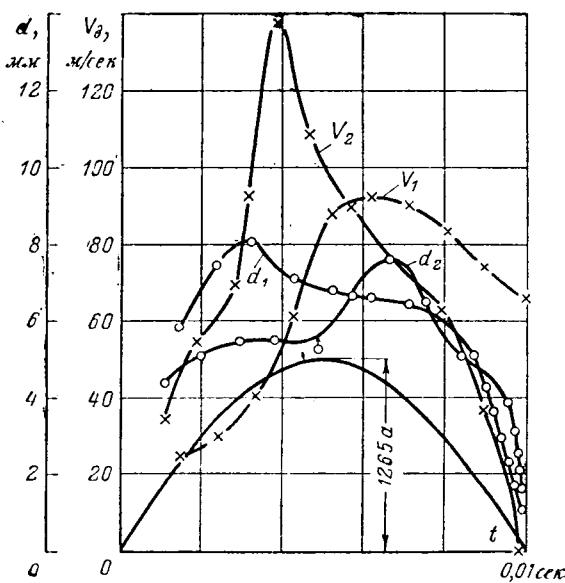


Рис. 5. Кривые изменения скорости и диаметра дуги в элегазе при неразрезанных и разрезанных контактах.

V_1 и d_1 — скорость и диаметр для неразрезанных контактов; V_2 и d_2 — для разрезанных.

$=2800$ а (расстояние между контактами $l=10$ мм, давление элегаза $p=1$ ати). Кривая скорости b получена при отключении тока 6000 а, $l=20$ мм, $p=0$. При неизменном количестве витков скорость дуги возрастает при увеличении тока, длины дуги и уменьшении давления. Поэтому максимум кривой b более чем в 2 раза превышает максимум кривой a . Рисунок 4 наглядно показывает, что, во-первых, при больших токах максимальная скорость перемещения дуги в элегазе в несколько раз превышает скорость звука в этой среде. Во-вторых, максимальное значение скорости сдвинуто относительно кривой тока, вследствие чего при снижении его от амплитудного значения к нулю скорость перемещения дуги даже при малых мгновенных значениях тока остается высокой. Такой характер изменения скорости дуги, существенным образом влияющий на процесс ее гашения, обеспечивается неразрезанными контактами 1 и 2 (рис. 3), которые играют роль короткозамкнутых колец.

В случае разрезанных контактов максимум скорости практически совпадает с амплитудным значением тока. Хотя из-за отсутствия влияния реакции короткозамкнутого кольца этот максимум выше, чем в предыдущем случае, характер изменения скорости при подходе тока к нулю оказывается менее благоприятным для гашения дуги. На рис. 5 изображены кривые изменения скорости V_1 и диаметра дуги d_1 в пределах одного полупериода тока при неразрезанных контактах и кривые скорости V_2 и диаметра d_2 при разрезанных контактах и прочих равных условиях. Из сравнения кривых видно, что в случае неразрезанных контактов максимальная скорость в полтора раза меньше, чем при разрезанных, однако за 200 мксек перед переходом тока через нуль мгновенное значение скорости при неразрезанных контактах равно 67 м/сек, в то время как при разрезанных оно снизилось до 14 м/сек.

Эта разница в характере изменения скорости перед переходом тока через нуль сказалась на подготовке промежутка к гашению дуги. Так, для указанного момента времени диаметр дуги при разрезанных контактах был равен $2,9$ мм, в то время как при неразрезанных — $1,5$ мм. Разница в степени почернения пленки в этих случаях, измеренная микротометром, ничтожно мала. Поэтому можно считать температуру дуги одинаковой, и, следовательно, теплосодержание единицы длины дуги во втором случае было в $(2,9/1,5)^2=3,7$ раза меньше. Теплоотвод, пропорциональный произведению скорости дуги на ее диаметр, в 2,5 раза выше. Таким образом, для отмеченного момента времени постоянная времени дуги отключения перед переходом тока через нуль при неразрезанных контактах примерно в 9 раз меньше, чем при разрезанных.

Лучшая подготовка промежутка к гашению дуги существенным образом влияет на его поведение после перехода тока через нуль, что подтверждается рис. 6, на котором изображены огибающие кривые начального роста восстанавливающейся прочности. Этот рисунок наглядно показывает, что при неразрезанных контактах обеспечивается значительно более высокая начальная скорость нарастания электрической прочности (область a), чем при разрезанных контактах (область b).

Из приведенного выше выражения для силы K следует, что к моменту перехода тока через нуль она уменьшается до нуля, что может вызвать преждевременную остановку и отказ в гашении дуги. К моменту остановки дуги ее термическое состояние необходимо привести к такому, при котором гаснет неподвижная дуга. В случае неразрезанных контактов это условие практически выполняется ибо, как видно из рис. 5, диаметр дуги d_1 лишь с очень малым запаздыванием следует за изменением тока.

Поскольку при мгновенных значениях тока, со соответствующими падающему участку синусоиды скоростью движения дуги относительно неподвижного элегаза велика, то процессы, приводящие к гашению дуги, усиливаются. Прежде всего интенсивно отводится теплота от дуги, причем в элегазе теплоотвод происходит значительно сильнее, чем в воздухе. Конструктивными мерами можно получить такую скорость дуги, при которой теплосодержание ее ствола будет практически синхронно следовать за изменением тока (после перехода через амплитудное значение) вплоть до весьма малых его значений, когда даже неподвижная дуга самопроизвольно угасает. Кроме того, при перемещении дуги молекулы элегаза или низшие фториды захватывают электроны с периферии ствола дуги, уменьшая

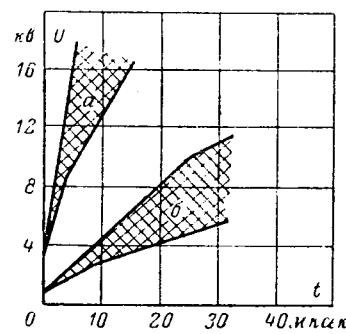


Рис. 6. Кривые начального роста восстанавливающейся прочности промежутка.

a — при неразрезанных контактах; b — при разрезанных контактах.

число зарядов, движение которых создает ток в дуге. Оба эти процесса в сочетании с высокой электрической прочностью элегаза обеспечивают надежное гашение дуги.

Описанный способ гашения дуги вряд ли может быть осуществлен в воздухе и затруднителен в масле, так как в воздухе первый процесс происходит слабо, второй вообще не имеет места, а в масле велико гидродинамическое сопротивление среды движению дуги.

Процесс гашения дуги начинается после того, как ток проходит амплитудное значение. При этом интенсивность гашения растет с увеличением тока. В воздушных выключателях с продольным дутьем при мгновенных значениях тока, близких к амплитудному, скорость входа газа в сопло вследствие термодинамического эффекта резко снижается и практически процесс дугогашения осуществляется за весьма короткий промежуток времени: от сравнительно небольших мгновенных значений отключаемого тока до окончательного погасания дуги. Одно из значительных преимуществ описанного способа гашения дуги — быстрое перемещение ее опорных точек по поверхности контактов. Так как скорость движения дуги возрастает при увеличении отключаемого тока, износ контактов при больших значениях отключаемого тока увеличивается очень мало.

Выводы. 1. Дугу в элегазе можно успешно гасить путем вращения ее силами магнитного поля.

2. Сравнение электродов в виде разрезанных и неразрезанных колец показало, что последние выгоднее, так как они создают большую скорость движения дуги около нуля тока.

3. Возможно создание на рассмотренном принципе выключателей, предназначенных для частых срабатываний, с малым износом контактов.

Литература

1. Delewoy V., Cassalette F., Hochspannungsschalter mit Schwefelhexafluorid. Elektric, 15 (1961), N. 6, S. 192, N. 7, S. 211.
2. Борисов В. Н., Александров Д. С., Межуева В. В., Исследование дугогасительных свойств фреона и элегаза, сб. ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского, «Электроэнергетика», Изд-во АН СССР, 1962, № 6.
3. Борисов В. Н., Александров Д. С., Межуева В. В., Исследование гашения электрической дуги в элегазе, сб. ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского, «Электроэнергетика», Изд-во АН СССР, 1962, № 6.
4. Grind G., Über das Abklingen von Zichtbogen Leitschr. f. angew. Physik, 12 (1960), N. 5, S. 231, N. 11, S. 515.
5. Battaglia D., L'hexafluorure de soufre, nouveau moyen d'extinction de l'arc dans les disjoncteurs à haute tension. Bull. de la Soc. Franc des Electr. (3) 1962, 34, 523—528.
6. Залесский А. М., Электрическая дуга отключения, ГЭИ, 1963.
7. Полтев А. И., Элегазовые выключатели нагрузки на напряжения 35—110 кв, «Электротехника», 1964, № 8.
8. Брон О. Б., Электрическая дуга в аппаратах управления, ГЭИ, 1954.
9. Маркуш Г. Д., Полтев А. И., Гашение электрической дуги в элегазе, Труды ЛПИ, № 258, 1965.

[24.5.1966]



УДК 537.21:621.319.01.001

К теории электростатического подвеса шара

Инж. Л. З. НОВИКОВ и инж. О. Ф. ОРЛОВ

Москва

Рассматривается подвес незаряженного проводящего шара в электрическом поле, создаваемом системой окружающих его электродов, при отсутствии контакта шара с другими телами и средами. Идея такого подвеса получила развитие в конце пятидесятых годов в связи с потребностями в высокочувствительных элементах систем инерциальной навигации [Л. 1 и 2] и стабилизации спутников [Л. 3].

Для осуществления подвеса, т. е. для обеспечения существования асимптотически устойчивого положения равновесия центра шара в системе координат, связанной с электродами, необходимо определенным образом регулировать потенциалы электродов, отсчитываемые от некоторого опорного потенциала в зависимости от положения и скорости центра шара в этой системе координат. В опубликованных работах, посвященных разработке и применению электростатического подвеса, достаточно подробно описываются конструкции подвесов (геометрия электродов, их число, расположение, размеры, технические требования к элементам и т. п.)

и общие идеи выбора закона регулирования потенциалов (резонансные схемы и схемы с датчиками положения и скорости шара на постоянном или переменном токе). Однако в этих публикациях не удается обнаружить удовлетворительную теорию электростатического подвеса, которая позволила бы его практически рассчитать. В настоящей статье предлагается метод определения закона регулирования потенциалов по заданной геометрии системы, требуемым жесткости подвеса и демпфированию. Задача решается для малых смещений и скоростей центра шара в предположении о локализации поля в зазоре электрод — шар без учета краевых эффектов.

Рассмотрим *i*-й электрод системы и близлежащую часть поверхности шара как пластины конденсатора емкости C_i , предполагая при этом, что поле локализовано между этими пластинами, а влияние краевых эффектов незначительно. Такое предположение допустимо, если зазор мал по сравнению с линейными размерами электродов и расстояниями между ними, а также выполнено

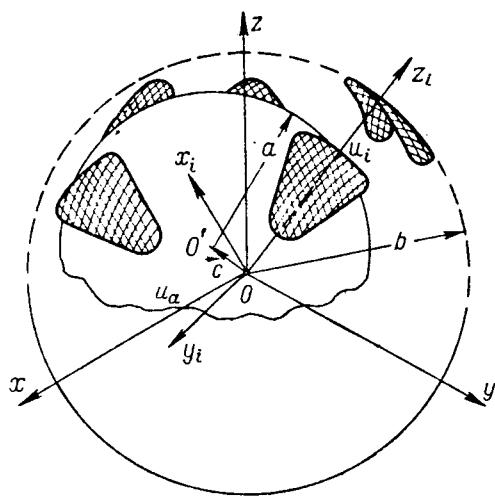


Рис. 1.

условие отсутствия зарядов на «свободных» частях поверхности шара. В силу нейтральности шара это условие соответствует требованию, чтобы

$$\sum_{i=1}^N q_i = 0, \quad (1)$$

где q_i — заряд на i -м электроде;

N — число электродов.

Нарушение этого равенства приводит к тому, что заряды на «свободных» частях поверхности шара, взаимодействуя с зарядами, наведенными на окружающих проводниках (боковые поверхности электродов, подводящие провода, детали крепления и т. п.), вызовут тяжения шара, учет которых представляется весьма затруднительным.

Пусть рабочие поверхности электродов представляют собой части сферической поверхности S радиуса $b > a$ (a — радиус шара) с центром в точке O (рис. 1). Связем с i -м электродом систему координат $Ox_iy_iz_i$. Обозначим через ξ_i , η_i , ζ_i проекции вектора $\rho = \frac{c}{a}$ относительного смещения центра шара O' от точки O (здесь $d = b - a$). Будем считать, что $\rho = |\rho| \ll 1$. Зависимость емкости C_i от положения шара можно представить в виде ряда Тейлора по компонентам смещения шара:

$$C_i = C_{0i} (1 + \vartheta_{\xi_i} \xi_i + \vartheta_{\eta_i} \eta_i + \vartheta_{\zeta_i} \zeta_i + \vartheta_{\xi_i \xi_i} \xi_i^2 + \vartheta_{\eta_i \eta_i} \eta_i^2 + \vartheta_{\zeta_i \zeta_i} \zeta_i^2 + 2\vartheta_{\xi_i \eta_i} \xi_i \eta_i + 2\vartheta_{\xi_i \zeta_i} \xi_i \zeta_i + 2\vartheta_{\eta_i \zeta_i} \eta_i \zeta_i + \dots). \quad (2)$$

Исходя из энергетических соображений, показано [Л. 4—6], что сила притяжения между пластинами конденсатора с емкостью C при условии постоянства зарядов или разности потенциалов выражается формулой

$$F = \frac{\Delta u^2}{2} \operatorname{grad} C. \quad (3)$$

Поле между обкладками конденсатора, а следовательно, и сила их притяжения зависят только от разности потенциалов на обкладках и их взаимного расположения. Поэтому выражение (3) остается

справедливым и при любом одновременном изменении зарядов и разности потенциалов.

Подстановка выражения (2) в формулу (3) дает:

$$F_i = \left. \begin{aligned} & \frac{\Delta u_i^2 C_{i0}}{2d} [e_i (\vartheta_{\zeta i} + 2\vartheta_{\zeta\zeta i}\zeta_i + 2\vartheta_{\eta\zeta i}\eta_i + 2\vartheta_{\zeta\xi i}\xi_i) + \\ & + e_{\xi i} (\vartheta_{\xi i} + 2\vartheta_{\xi\xi i}\xi_i + 2\vartheta_{\eta\xi i}\eta_i + 2\vartheta_{\xi\zeta i}\zeta_i) + \\ & + e_{\eta i} (\vartheta_{\eta i} + 2\vartheta_{\eta\eta i}\eta_i + 2\vartheta_{\xi\eta i}\xi_i + 2\vartheta_{\eta\zeta i}\zeta_i)]. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Здесь e_{xi} , e_{yi} , e_{zi} — орты осей x_i , y_i , z_i соответственно;

$\Delta u_i = u_i - u_a$, где u_i — потенциал i -го электрода;
 u_a — потенциал шара.

В известных по публикациям конструкциях подвесов чаще всего применяются электроды, форма контура которых такова, что при повороте вокруг некоторого диаметра сферы S на углы $2\pi/n \cdot j$ (n — целое положительное число, большее единицы, а j пробегает значения $1, 2, 3, \dots, n$) он совмещается сам с собой. Тогда любому направлению в плоскости, перпендикулярной этому диаметру, будет соответствовать $n-1$ -ое идентичное направление. Пусть ось z_i совпадает с таким диаметром. Тогда при $\xi_i = \eta_i = 0$ в силу вышеуказанной симметрии формы электрода сила F_i не может иметь проекцию на плоскость $x_i y_i$ при любом смещении ζ_i . Поэтому из выражения (4) следует, что

$$\vartheta_{\xi i} = \vartheta_{\eta i} = \vartheta_{\zeta \xi i} = \vartheta_{\zeta \eta i} = 0. \quad (5)$$

Квадратичную форму $(\vartheta_{\xi\xi}\xi_i^2 + 2\vartheta_{\xi\eta_i}\xi_i\eta_i + \vartheta_{\eta\eta_i}\eta_i^2)$, входящую в выражение (2) для емкости C_i , можно соответствующим поворотом осей x_iy_i привести к каноническому виду. Считая, что система координат $Ox_iy_iz_i$ уже повернута должным образом, получим:

$$\vartheta_{\xi_{ni}} = 0. \quad (6)$$

В частности, если электрод имеет в плоскости, перпендикулярной оси z_i , ось симметрии, то для выполнения равенства (6) достаточно направить ось x , (или y), по этой оси симметрии.

Указанным условиям удовлетворяют электроды, контур которых представляет собой окружность, эллипс, правильные многоугольники, ромб, астроиду, любую из этих фигур со скругленными вершинами и т. п.

Анализ устойчивости подвеса требует знания сил, действующих со стороны электродов на шар, по крайней мере, с точностью до членов, линейных по смещениям и скоростям шара. Для этого согласно формуле (4) необходимо определить выражение для емкости с точностью до членов, квадратичных по смещениям.

Воспользуемся соображениями о локализации поля и пренебрежем краевыми эффектами. Тогда поле в зазоре i -й электрод — шар можно считать совпадающим с соответствующей частью поля в пространстве, ограниченном шаром и сферой S , потенциал которой равен u_i . Потенциал такого электрического поля удовлетворяет уравнению Лапласа с граничными условиями: на поверхности шара $u = u_a$, на поверхности S будет $u = u_i$. В сферической системе координат, ось которой колли-

неарна вектору c смещения центра шара, а θ — полярный угол, уравнения граничных поверхностей имеют вид [Л. 6]:

поверхность $S-r=b$; поверхность шара (с точностью до членов порядка ρ^2)

$$r=a\left[\left(1-\frac{1}{3}\lambda^2\rho^2\right)P_0(\mu)+\lambda\rho P_1(\mu)+\frac{1}{3}\lambda^2\rho^2P_2(\mu)\right]. \quad (7)$$

Здесь $\lambda=\frac{d}{a}$, $\mu=\cos\theta$, $P_0(\mu)=1$, $P_1(\mu)=\mu$, $P_2(\mu)=\frac{1}{2}(3\mu^2-1)$ — полиномы Лежандра.

Поскольку граничные условия содержат $P_0(\mu)$, $P_1(\mu)$ и $P_2(\mu)$ и точки $r=0$ и $r=\infty$ находятся вне поля, потенциал должен иметь вид:

$$u=\Delta u_i\left[\left(A_1+\frac{A_2}{r}\right)P_0(\mu)+\left(A_3r+\frac{A_4}{r^2}\right)P_1(\mu)+\left(A_5r^2+\frac{A_6}{r^3}\right)P_2(\mu)\right]. \quad (8)$$

Используя граничные условия и приравнивая коэффициенты при соответствующих полиномах Лежандра, получаем:

$$\begin{aligned} A_2 &= \frac{b}{\lambda}\left(1+\frac{\lambda^2}{b^2\Delta_0}\rho^2\right), \quad A_3 = -\frac{\lambda}{ab\Delta_0}\rho, \\ A_4 &= \frac{b\lambda}{a\Delta_0}\rho, \quad A_5 = -\frac{(b^3+a^3)\lambda^2}{b^2(b^5-a^5)\Delta_0}\rho^2, \\ A_6 &= \frac{b^3(b^3+a^3)\lambda^2}{(b^5-a^5)\Delta_0}\rho^2, \end{aligned}$$

где

$$\Delta_0 = \frac{\lambda^2(b^2+ab+a^2)}{ab^3}. \quad (9)$$

Плотность зарядов на поверхности S составляет:

$$\sigma = -\frac{1}{4\pi}\frac{\partial u}{\partial r}\Big|_{r=b};$$

поэтому заряд i -го электрода

$$q_i = -\frac{1}{4\pi}\iint_{S_i} \frac{\partial u}{\partial r}\Big|_{r=b} dS,$$

где S_i — поверхность i -го электрода.

Следовательно,

$$\begin{aligned} C_i &= \frac{q_i}{\Delta u_i} = \frac{1}{4\pi}\left[\frac{A_2}{b^2}\iint_{S_i} P_0(\mu) dS + \right. \\ &+ \left. \left(-A_3+\frac{2A_4}{b^3}\right)\iint_{S_i} P_1(\mu) dS + \right. \\ &+ \left. \left(-2A_5b+\frac{3A_6}{b^4}\right)\iint_{S_i} P_2(\mu) dS\right]. \quad (10) \end{aligned}$$

Для любой конкретной формы электрода подсчетом входящих в эту формулу интегралов и проектированием смещения ρ на оси $Ox_iy_iz_i$ можно получить выражения для коэффициентов разложения (2) через геометрические параметры.

Из примера, приведенного в приложениях 1, 2, видно, что без учета кривизны поверхностей электрода и шара, т. е. рассматривая емкость электрод — шар как плоский конденсатор, в выражения

для емкости и силы вносится существенная погрешность.

Будем считать, что разность потенциалов Δu_i зависит от положения и скорости центра шара в некоторой системе координат $Ox_0y_0z_0$, связанной с электродами. По-прежнему ограничиваясь малыми смещениями центра шара от точки O и предполагая, что скорость центра шара также достаточно мала, воспользуемся разложением Δu_i в ряд Тейлора с точностью до членов, линейных по смещениям и скоростям:

$$\Delta u_i = \Delta u_{0i}(1+\varphi_i),$$

где

$$\varphi_i = a_i\xi + b_i\eta + c_i\zeta + a_i\dot{\xi} + \beta_i\dot{\eta} + \gamma_i\dot{\zeta}. \quad (11)$$

При этом предполагается, что $\Delta u_{0i} \neq 0$.

Здесь ξ , η , ζ — проекции вектора ρ на оси xyz ;

$\dot{\xi}$, $\dot{\eta}$, $\dot{\zeta}$ — проекции вектора $v = \frac{d}{dt}\rho$ на те же оси.

В дальнейшем для простоты будем рассматривать электроды, удовлетворяющие условиям (5) и (6). Тогда из (4)

$$\begin{aligned} F_i &= \frac{\Delta u_{0i}C_{0i}}{2d}[e_i(\theta_{\zeta i}+2\theta_{\zeta i}\varphi_i+2\theta_{\zeta\zeta i}\zeta_i)+ \\ &+ e_{\xi i}2\theta_{\xi\xi i}\xi_i+e_{\eta i}2\theta_{\eta\eta i}\eta_i]. \quad (12) \end{aligned}$$

Из выражения (12) видно, что сила, действующая на шар со стороны i -го электрода, имеет постоянную составляющую, направление которой совпадает с направлением оси z_i , и переменную составляющую, зависящую от положения и скорости шара, причем проекции этой составляющей на оси x_i и y_i определяются только смещением центра шара вдоль соответствующей оси, а проекция на ось z_i зависит, вообще говоря, от всех компонент векторов ρ и v .

Зная выражения для сил, действующих на шар со стороны электродов, можно написать уравнения движения центра шара в системе координат $Ox_0y_0z_0$ (в предположении, что центр масс шара совпадает с его геометрическим центром):

$$\frac{M}{d}\ddot{\rho} - \sum_{i=1}^N F_i(\rho, \dot{\rho}) = Q. \quad (13)$$

Здесь M — масса шара;

Q — внешняя сила, действующая на шар (сила тяготения, сила инерции переносного движения, возмущающие силы электромагнитной природы и т. п.)¹.

Уравнение (13) позволяет исследовать устойчивость положения равновесия шара по линейному приближению, используя, например, критерий Гурвица. Тем самым, учитывая одновременно (1), можно получить условия, которым должны удовлетворять коэффициенты Δu_{0i} , a_i , b_i , c_i , a_i , β_i , γ_i ($i=1, 2, \dots, N$).

¹ В уравнения вращательного движения шара вокруг его центра масс силы электрического взаимодействия F_i не входят, так как они действуют по нормали к поверхности шара и тем самым не создают момента относительно его центра. «Безмоментность» электростатического подвеса в основном и определяет интерес к нему.

Однако этот прием не дает хорошо обозримых результатов. Поэтому целесообразно рассмотреть такие специальные случаи зависимости Δu_i от ρ и v , при которых

$$\sum_{i=1}^N F_i = f - k\rho - \kappa v \quad (k > 0, \kappa > 0). \quad (14)$$

При таком виде суммарной силы положение равновесия центра шара будет иметь характер притягивающего центра в вязкой среде, т. е. является асимптотически устойчивым.

Из равенств (14) в проекциях на оси x, y, z и (1) с учетом (11) и (12), приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях соответствующих смещений и скоростей, получаем уравнения для $\Delta u_{0i}, a_i, b_i, c_i, a_i, \beta_i, \gamma_i$ ($i=1, 2, \dots, N$), которые распадаются на семь систем по четыре уравнения в каждой ($N-4$ величины каждого типа остаются свободными неизвестными, т. е. их значения могут свободно выбираться заранее). Система уравнений для Δu_{0i} ($i=1, 2, \dots, N$):

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^N C_{0i} \Delta u_{0i} &= 0; \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} l_i \Delta u_{0i}^2 &= 2df_x; \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} m_i \Delta u_{0i}^2 &= 2df_y; \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} n_i \Delta u_{0i}^2 &= 2df_z. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Здесь f_x, f_y, f_z — проекции силы f , не зависящей от смещения и скорости шара, на оси xyz ;

l_i, m_i, n_i — проекции орта e_i оси z_i на оси xyz .

Определив Δu_{0i} из системы (15), можно найти a_i , решая систему четырех линейных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^N C_{0i} \Delta u_{0i} a_i &= - \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} l_i \Delta u_{0i}; \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} l_i \Delta u_{0i}^2 a_i &= \\ &= -kd - \sum_{i=1}^N C_{0i} \Delta u_{0i}^2 (l_i^2 \vartheta_{\zeta_i} + l_{1i}^2 \vartheta_{\xi_i} + l_{2i}^2 \vartheta_{\eta_i}); \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} m_i \Delta u_{0i}^2 a_i &= \\ &= - \sum_{i=1}^N C_{0i} \Delta u_{0i}^2 (l_i m_i \vartheta_{\zeta_i} + l_{1i} m_{1i} \vartheta_{\xi_i} + l_{2i} m_{2i} \vartheta_{\eta_i}); \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} n_i \Delta u_{0i}^2 a_i &= \\ &= - \sum_{i=1}^N C_{0i} \Delta u_{0i}^2 (n_i l_i \vartheta_{\zeta_i} + n_{1i} l_{1i} \vartheta_{\xi_i} + l_{2i} n_{2i} \vartheta_{\eta_i}), \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

а a_i — из системы

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^N C_{0i} \Delta u_{0i} a_i &= 0; \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} l_i \Delta u_{0i}^2 a_i &= \kappa d; \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} m_i \Delta u_{0i}^2 a_i &= 0; \\ \sum_{i=1}^N C_{0i} \vartheta_{\zeta_i} n_i \Delta u_{0i}^2 a_i &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

В системах (16) и (17)

l_{1i}, m_{1i}, n_{1i} — проекции орта e_{ξ_i} оси x_i на оси xyz ;
 l_{2i}, m_{2i}, n_{2i} — проекции орта e_{η_i} оси y_i на оси xyz .

Системы уравнений для b_i и β_i получаются из систем (16) и (17) соответственно циклической перестановкой проекций каждого из ортов e_i, e_{ξ_i} и e_{η_i} , т. е. заменой l_i на m_i, m_i на n_i, n_i на l_i, l_i на m_i и т. д. Таким же образом из системы для b_i и β_i получаются системы уравнений для c_i и γ_i . Заметим, что матрицы всех этих систем совпадают.

Изложенный метод позволяет по заданной геометрии системы определять разности потенциалов Δu_i между электродами и шаром, обеспечивающие требуемую величину и направление постоянной поддерживающей силы f , жесткость подвеса k/d и демпфирование κ/d . Для реализации подвеса необходимо так регулировать потенциалы электродов u_i относительно некоторого нулевого опорного потенциала (например, потенциала Земли), чтобы разности потенциалов $\Delta u_i = u_i - u_a$ менялись с изменением положения и скорости центра шара в соответствии с зависимостями, определенными указанным способом. Легко видеть, что такой закон регулирования можно обеспечить, оставляя потенциал одного из электродов (будем считать его первым) произвольным и, меняя потенциалы остальных электродов в соответствии с выражением

$$u_i(\rho, v) = u_1 - \Delta u_1(\rho, v) + \Delta u_i(\rho, v), \quad i=2, 3, \dots, N \quad (18)$$

При этом потенциал шара будет меняться в зависимости от положения и скорости его центра:

$$u_a(\rho, v) = u_1 - \Delta u_1(\rho, v). \quad (19)$$

Заметим, что можно так регулировать потенциалы электродов, чтобы потенциал шара оставался равным опорному потенциалу независимо от положения и скорости центра шара. Как видно из формулы (19), для этого достаточно положить $u_1 = \Delta u_1(\rho, v)$, тогда $u_a = 0$, а все $u_i = \Delta u_i(\rho, v)$ ($i=1, 2, \dots, N$).

Все изложенное справедливо без всяких оговорок в случае, если Δu_i не зависят явно от времени t или медленно меняются, так что $\frac{\partial(\Delta u_i / \Delta u_i(0))}{\partial t} \ll 1$, где $\tau = \sqrt{\frac{k}{Md}} t$.

Однако известны варианты электростатического подвеса (например, так называемый резонансный подвес), в которых электроды питаются перемен-

ным током. В этом случае, если частота питания значительно отличается от собственной частоты колебания шара, под Δu_i следует понимать действующее значение разности потенциалов. При этом знаки при Δu_i свидетельствуют о фазовых соотношениях между потенциалами электродов, необходимых для выполнения условия (1). Так, если Δu_k и Δu_j имеют разные знаки, то это означает, что потенциалы на k -м и j -м электродах должны меняться синхронно и в противофазе. Тогда значения сил, определяемых формулой (12), соответствуют средним значениям за период питающего напряжения.

Приложение 1. Для электрода, контуром которого является окружность (рис. 2), из выражений (2) и (10) следует:

$$C_{0i} = \frac{ab}{d} \sin^2 \frac{\theta_i}{2};$$

$$\vartheta_{\zeta i} = \frac{3b^2}{b^2 + ab + a^2} \cos^2 \frac{\theta_i}{2} = \left(1 + \lambda - \frac{1}{3} \lambda^2 + \dots \right) \cos^2 \frac{\theta_i}{2};$$

$$\vartheta_{\zeta\zeta i} = \frac{ab}{b^2 + ab + a^2} \times$$

$$\times \left[1 + \frac{5b^2(b^3 + a^3)}{a(b^4 + b^3a + b^2a^2 + ba^3 + a^4)} \cos \theta_i \cdot \cos^2 \frac{\theta_i}{2} \right] = \\ = \frac{1}{3} \left(1 - \frac{1}{3} \lambda^2 + \dots \right) +$$

$$+ \frac{2}{3} \left(1 + \frac{3}{2} \lambda + \frac{1}{6} \lambda^2 + \dots \right) \cos \theta_i \cos^2 \frac{\theta_i}{2};$$

$$\vartheta_{\xi i} = \vartheta_{\eta i} = \frac{ab}{b^2 + ab + a^2} \times$$

$$\times \left[1 - \frac{5}{2} \frac{b^2(b^3 + a^3)}{a(b^4 + b^3a + b^2a^2 + ba^3 + a^4)} \cos \theta_i \cos^2 \frac{\theta_i}{2} \right] = \\ = \frac{1}{3} \left(1 - \frac{1}{3} \lambda^2 + \dots \right) -$$

$$- \frac{1}{3} \left(1 + \frac{3}{2} \lambda + \frac{1}{6} \lambda^2 + \dots \right) \cos \theta_i \cos^2 \frac{\theta_i}{2}.$$

Коэффициенты $\vartheta_{\xi i}$, $\vartheta_{\eta i}$, $\vartheta_{\xi\zeta i}$, $\vartheta_{\eta\zeta i}$, $\vartheta_{\zeta\xi i}$, как и следовало из общих соображений симметрии, оказываются равными нулю.

Параметр λ , характеризующий величину относительного зазора (обычно $\lambda \ll 1$), одновременно служит показателем кривизны пластины рассматриваемого конденсатора. Если $\lambda \rightarrow 0$ при $d = \text{пост.}$, то a и $b \rightarrow \infty$, т. е. приходим к плоскому конденсатору. При этом для сохранения конечной величины емкости C_i в случае круглого электрода необходимо, чтобы

$$\sin^2 \frac{\theta_i}{2} \rightarrow 0, \text{ т. е. } \theta_i \rightarrow 0.$$

Тогда получаем $\vartheta_{\zeta i} = \vartheta_{\zeta\zeta i} = 1$, $\vartheta_{\xi i} = \vartheta_{\eta i} = 0$. К тем же значениям можно прийти, исходя непосредственно из выражения емкости плоского конденсатора $C = \frac{S}{4\pi d(1-\zeta)}$.

Пример. $a = 20 \text{ мм}$, $b = 20.2 \text{ мм}$; контур электрода — окружность, причем $\theta_i = 30^\circ$. Тогда $\lambda = 0.01$ и $C_{0i} = 15 \text{ пФ}$; $\vartheta_{\zeta i} = 0.94$, $\vartheta_{\zeta\zeta i} = 0.88$, $\vartheta_{\xi i} = \vartheta_{\eta i} = 0.06$.

Приложение 2. Рассмотрим два примера расчетов для различных вариантов подвеса.

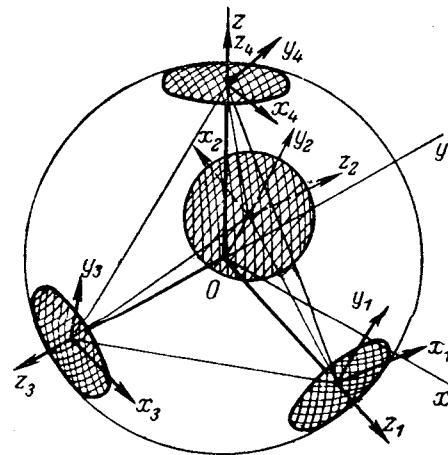


Рис. 3.

Пусть $N = 4$, причем оси z_i направлены в вершины правильного тетраэдра, вписанного в сферу S (рис. 3). Электроды имеют в качестве контуров окружности одинакового радиуса, т. е. $C_{0i} = C_0$, $\vartheta_{\zeta i} = \vartheta_\zeta$, $\vartheta_{\zeta\zeta i} = \vartheta_{\zeta\zeta}$, $\vartheta_{\xi i} = \vartheta_{\eta i} = \vartheta_{\xi\xi}$. Направления осей x_i , y_i , z_i в этом случае можно выбирать произвольно и таблицу направляющих косинусов осей x_i , y_i , z_i можно записать следующим образом:

Таблица 1

i	l_i	m_i	n_i	l_{1i}	m_{1i}	n_{1i}	l_{2i}	m_{2i}	n_{2i}
1	$\frac{2\sqrt{2}}{3}$	0	$-\frac{1}{3}$	0	1	0	$-\frac{1}{3}$	0	$-\frac{2\sqrt{2}}{3}$
2	$-\frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$	$-\frac{2\sqrt{2}}{3}$
3	$-\frac{\sqrt{2}}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$	$-\frac{2\sqrt{2}}{3}$
4	0	0	1	1	0	0	0	-1	0

Тогда уравнения (15) удовлетворяются, если положить:

$$\Delta u_{01} = \Delta u_{02} = \Delta u_{03} = \Delta u_0, \Delta u_{04} = -3\Delta u_0,$$

при этом

$$f_x = f_y = 0, \text{ а } f_z = 4 \frac{C_0 \Delta u_0^2}{d} \vartheta_{\zeta}^*.$$

Решение уравнений типа (16) и (17) дает:

$$\begin{aligned} a_1 &= -2a_2 = -2a_3 = \\ &= -\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{kd}{C_0 \vartheta_{\zeta} \Delta u_0^2} + \frac{4}{3} \frac{\vartheta_{\zeta\zeta}}{\vartheta_{\zeta}} + \frac{59}{6} \frac{\vartheta_{\xi\xi}}{\vartheta_{\zeta}} \right); a_4 = 0; \\ b_1 &= b_4 = 0, b_2 = -b_3 = \\ &= -\frac{3\sqrt{2}}{4} \left(\frac{kd}{C_0 \vartheta_{\zeta} \Delta u_0^2} + \frac{4}{3} \frac{\vartheta_{\zeta\zeta}}{\vartheta_{\zeta}} + \frac{32}{3} \frac{\vartheta_{\xi\xi}}{\vartheta_{\zeta}} \right); \\ c_1 &= c_2 = c_3 = \frac{1}{8} \left(\frac{kd}{C_0 \vartheta_{\zeta} \Delta u_0^2} + 12\vartheta_{\zeta} + \frac{28}{3} \frac{\vartheta_{\zeta\zeta}}{\vartheta_{\zeta}} + \frac{8}{3} \frac{\vartheta_{\xi\xi}}{\vartheta_{\zeta}} \right); \end{aligned}$$

* Как можно усмотреть из уравнений для a_i , b_i , γ_i с учетом уравнений (15), в четырехэлектродном подвесе нельзя обеспечить демпфирование ($\kappa \neq 0$) при условии $f=0$.

$$c_4 = \frac{1}{8} \left(\frac{kd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2} + \frac{4}{3} \vartheta_\zeta + \frac{28}{3} \frac{\vartheta_{\zeta\zeta}}{\vartheta_\zeta} + \frac{8}{3} \frac{\vartheta_{\xi\xi}}{\vartheta_\zeta} \right);$$

$$\alpha_1 = -2\alpha_2 = -2\alpha_3 = \frac{\sqrt{2}}{\omega} \frac{xd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2}, \alpha_4 = 0;$$

$$\beta_1 = \beta_4 = 0, \beta_2 = -\beta_3 = -\frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{xd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2};$$

$$\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = \gamma_4 = \frac{1}{8} \frac{xd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2}.$$

Пусть теперь $N=6$. Расположим центры одинаковых круглых электродов в вершинах правильного октаэдра (рис. 4).

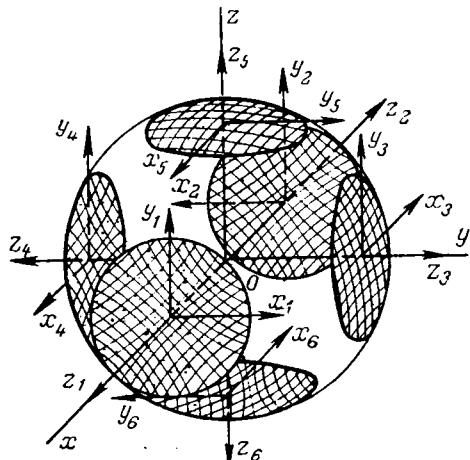


Рис. 4.

Таблица направляющих косинусов осей может быть записана в следующем виде:

Таблица 2

i	t_i	m_i	n_i	t_{1i}	m_{1i}	n_{1i}	t_{2i}	m_{2i}	n_{2i}
1	1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	-1	0	0	0	-1	0	0	0	1
3	0	1	0	-1	0	0	0	0	1
4	0	-1	0	1	0	0	0	0	1
5	0	0	1	1	0	0	0	1	0
6	0	0	-1	-1	0	0	0	1	0

Система уравнений (15) для случая $f=0$ удовлетворяется, например, если положить:

$$\Delta u_{01} = \Delta u_{02} = \Delta u_{03} = \Delta u_{0y} = \Delta u_0, \Delta \mu_{05} = \Delta u_{06} = -2\Delta u_0.$$

Одно из решений систем типа (16) и (17) выглядит следующим образом:

$$a_1 = -a_2 = -\frac{1}{2} \left(\frac{kd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2} + 2 \frac{\vartheta_{\zeta\zeta}}{\vartheta_\zeta} + 10 \frac{\vartheta_{\xi\xi}}{\vartheta_\zeta} \right),$$

$$a_3 = a_4 = a_5 = a_6 = 0;$$

$$b_1 = b_2 = b_5 = b_6 = 0,$$

$$b_3 = b_4 = -\frac{1}{2} \left(\frac{kd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2} + 2 \frac{\vartheta_{\zeta\zeta}}{\vartheta_\zeta} + 10 \frac{\vartheta_{\xi\xi}}{\vartheta_\zeta} \right);$$

$$c_1 = c_2 = c_3 = c_4 = 0,$$

$$c_5 = -c_6 = -\frac{1}{8} \left(\frac{kd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2} + 8 \frac{\vartheta_{\zeta\zeta}}{\vartheta_\zeta} + 4 \frac{\vartheta_{\xi\xi}}{\vartheta_\zeta} \right);$$

$$\alpha_1 = -\alpha_2 = -\frac{1}{2} \frac{xd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2}, \alpha_3 = \alpha_4 = \alpha_5 = \alpha_6 = 0;$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_5 = \beta_6 = 0, \beta_3 = \beta_4 = -\frac{1}{2} \frac{xd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2} \Delta u_0^2;$$

$$\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = \gamma_4 = 0, \gamma_5 = \gamma_6 = -\frac{1}{8} \frac{xd}{C_0 \vartheta_\zeta \Delta u_0^2}.$$

Точно так же можно рассчитать коэффициенты законов регулирования разностей потенциалов между электродами и шаром для случаев $N=5, 7, 8$ и т. д., задавшись геометрией системы. При этом нужно иметь в виду, что величина разности потенциалов ограничена сверху значением пробивного напряжения. Оба эти соображения накладывают ограничения на величину жесткости $\frac{k}{d}$ и демпфирования $\frac{x}{d}$.

Литература

- Горенштейн И. А. и др., Инерциальная навигация, изд-во «Советское радио», 1962.
- Клоубел Howard W., The electric vacuum gyro, Control Engng., 1964, vol. 11, № 2, p. 70—73.
- Ормсбю R. D., Лимит M. C., Capabilities and limitations of reaction spheres for attitude control, ARL Journal 1961, vol. 31, № 6, p. 808—812.
- Ландау Л. Д. и Лифшиц Е. М., Электродинамика сплошных сред, Гостехиздат, 1957.
- Тамм И. Е., Основы теории электричества, Гостехиздат, 1957.
- Смайт В., Электростатика и электродинамика, Изд-во иностр. лит., 1954.

[18.10.1965]



Система бесконтактного управления главным приводом реверсивного прокатного стана

Инж. А. А. ПИВОВАРОВ и инж. М. А. БРАУНШТЕИН

Москва

Введение. В настоящей статье рассматривается бесконтактная система управления приводами (с ионным возбуждением) черновых клетей рельсово-балочного стана, которая эксплуатируется на металлургическом заводе им. Петровского.

Регулирование напряжения главных генераторов. Управление прокатным двигателем в пределах основной скорости осуществляется изменением напряжения генератора, питающего якорь двигателя, причем в качестве возбудителей генераторов применяются ионные преобразователи.

Регулирующим органом величины, полярности и интенсивности изменения напряжения генераторов является магнитно-транзисторное устройство, состоящее из двухтактного магнитного усилителя $УГ$, на входе которого суммируются сигнал обратных связей и задающий сигнал от бесконтактного командоконтроллера, а выходное напряжение через триодное устройство T_1 и T_2 питает задающие обмотки статических фазорегуляторов $ФВВ$ и $ФВН$ ртутных вентилей.

Схема управления прокатным двигателем в пределах основной скорости изображена на рис. 1.

Обмотки управления статических фазорегуляторов $ФВН$ и $ФВВ$ и магнитного усилителя $УГ$ имеют следующее назначение:

задающая обмотка $ЗО$ фазовращающих мостов создает основную н. с. мостов $ФВН$ и $ФВВ$. Величина задающей н. с. на протяжении большей части режимов разгона, реверса и торможения двигателя сохраняется неизменной, причем в режимах разгона и торможения она имеет различную автоматически изменяющуюся величину;

обмотка положительной обратной связи $ПО$ осуществляет жесткую положительную связь по току возбуждения главных генераторов;

динамическая обмотка $ДО$ включена на выход динамического моста. Она осуществляет гибкую отрицательную связь по току возбуждения генераторов. Намагничающая сила обмотки $ДО$ пропорциональна скорости изменения тока возбуждения генераторов, а направление противоположно н. с. обмоток $ЗО$;

обмотки смещения $СМ$ служат для определения начальной фазы сеточного напряжения;

задающая обмотка $ЗОГ$ суммирующего усилителя $УГ$ создает основную н. с. усилителя, которая определяет напряжение генераторов и ее полярность;

дифференциальная обмотка $УОГ$ создает н. с., пропорциональную напряжению генераторов, и осу-

ществляет жесткую отрицательную связь по этому параметру;

обмотка отрицательной обратной связи собственно магнитных усилителей $ООС$ осуществляет внутреннюю отрицательную обратную связь и обеспечивает наиболее простой выбор необходимого коэффициента усиления магнитного усилителя;

обмотки смещения $СМГ$ магнитных усилителей $УГ$ обеспечивают одинаковые (минимальные) токи нагрузки при отсутствии входных сигналов, что необходимо для получения прямолинейной реверсивной характеристики дифференциального магнитного усилителя.

Разгон двигателя. Управление двигателем стана производится с двух постов при помощи бесконтактных командоконтроллеров $1БКК$ и $2БКК$.

После поворота педального командоконтроллера с одного из постов на выходе его появляется напряжение определенной полярности, создающее н. с. в обмотке $ЗОГ$ суммирующего магнитного усилителя $УГ$. Одновременно с этим блокируется управление станом с другого поста.

Намагничающая сила обмотки $ЗОГ$ магнитного усилителя $УГ$ выводит его в зону насыщения, что обеспечивает постоянство величины задающего входного сигнала на период подъема напряжения главных генераторов (разгона прокатного двигателя до основной скорости).

Одновременно с появлением тока возбуждения возникает н. с. в обмотке положительной связи статических фазорегуляторов $ПО$ и начинает функционировать отрицательная гибкая связь с выхода динамического моста.

Таким образом, в процессе разгона двигателя результирующая н. с. фазовращающих мостов характеризуется следующим выражением:

$$F_{\Phi,в} = F_{з.о} + F_{п.о} - F_{д.о}, \quad (1)$$

где $F_{з.о}$, $F_{п.о}$ и $F_{д.о}$ — н. с. обмоток задающей, положительной связи и динамической.

В этой же стадии разгона привода на суммирующий магнитный усилитель действует н. с., равная:

$$F_{у.г} = F_{з.о.г} - F_{у.о.г} - F_{о.о.с}. \quad (2)$$

При напряжении генераторов, равном $(0,8 \div 0,85) U_{в}$, под действием н. с. обмотки $УОГ$ магнитный усилитель выходит из зоны насыщения, что вызывает резкое уменьшение выходной величины тока, а напряжение генераторов под действием уменьшающейся н. с. $F_{з.о}$ фазорегуляторов

достигает установившегося значения. В установившемся режиме н. с. статических фазорегуляторов равна:

$$F_{\text{ф.в.уст}} = F_{\text{з.о.у}} + F_{\text{п.о.у.}} \quad (3)$$

Торможение двигателя. При установке командоаппарата *БКК* в исходное положение на его выходе исчезает напряжение и н. с. обмотки *ЗОГ* магнитного усилителя становятся равной нулю. Под действием н. с. обмотки *УОГ* магнитный усилитель *УГ* перемагничивается, в связи с чем ток на его выходе увеличивается. Однако величина этого тока значительно меньше, чем при разгоне двигателя, что достигается при помощи триодных устройств *T₁* и *T₂*, которые в исходном положении открыты. Во время пуска двигателя на базы триодов подается напряжение, что вызывает более глубокое закрытие одного триода и открывание другого.

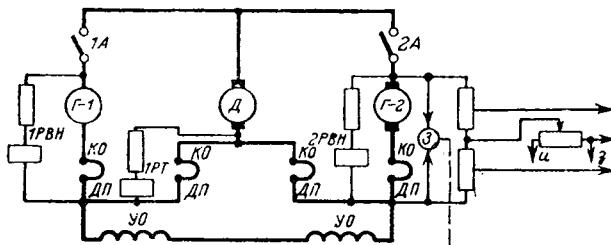
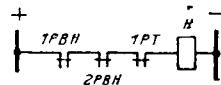
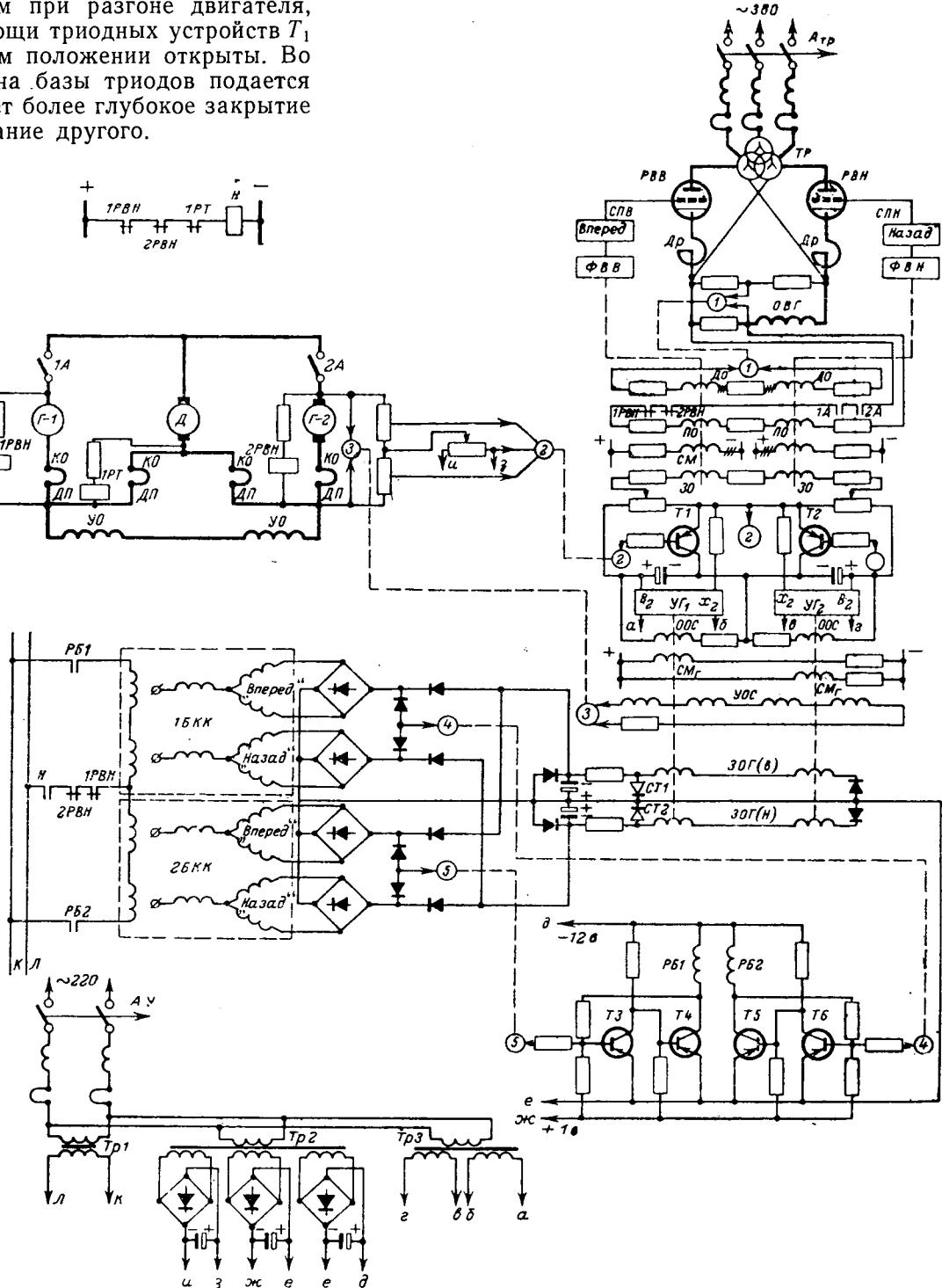


Рис. 1. Бесконтактная схема управления возбуждением генераторов.

Г-1, Г-2 — генераторы;
Д — прокатный двигатель;
Тр — силовой трансформатор;
PBB, *PBH* — управляемые ртутные выпрямители;
Др — слаживающие дроссели;
СПВ, *СПН* — устройства сеточного питания;
ФВВ — статический фазорегулятор;
УГ₁, *УГ₂* — двухтактные магнитные усилители;
БКК, *2БКК* — бесконтактные командо-контроллеры;
T₁, *T₂* — триоды формирования переходных процессов;
T₃—T₆, *PБ1*, *PБ2* — триодная релейная блокировка для управления с двух постов;
AУ, *Тр1—Тр3* — автомат управления и трансформаторы блока питания схемы управления.

При реверсе выходного тока магнитного усилителя запертым триодом подключает добавочное сопротивление к обмоткам фазовращающих мостов, что и приводит к снижению величины тока на выходе усилителя.

Необходимость различных значений токов, протекающих через задающие обмотки статических фазорегуляторов, при разгоне и торможении двигателя вытекает из анализа основного уравнения равновесия напряжения для обмоток возбуждения генераторов в выпрямительном и инверторном режимах.



В контуре *УРВ* — обмотки возбуждения генераторов в выпрямительном режиме — имеют место следующие соотношения:

$$U_0 \cos \alpha - \Delta U_d - i_b \left(\frac{x_{tm}}{2\pi} + R_t \right) - i_b z_{dp} - L_b \frac{di_b}{dt} - R_b i_b = 0, \quad (4)$$

где $U_0 \cos \alpha$ — э. д. с. выпрямителя;
 ΔU_d — падение напряжения в дуге вентиля;

$i_b \left(\frac{x_{tm}}{2\pi} + R_t \right)$ — падение напряжения в трансформаторе;

$i_b z_{dp}$ — падение напряжения в сглаживающем дросселе;

$L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b$ — падение напряжения на обмотке возбуждения.

Отсюда

$$L_b \frac{di_b}{dt} = U_0 \cos \alpha - \Delta U - R_b i_b, \quad (5)$$

где

$$\Delta U = \Delta U_d + i_b \left(\frac{x_{tm}}{2\pi} + R_t \right) + i_b z_{dp}.$$

В инверторном режиме

$$-U_0 \cos \beta - \Delta U - L_b \frac{di_b}{dt} - R_b i_b = 0, \quad (6)$$

откуда

$$-L_b \frac{di_b}{dt} = U_0 \cos \beta + \Delta U + R_b i_b. \quad (7)$$

Из условия равных ускорений при разгоне и торможении привода в пределах основной скорости

$$\left| \frac{di_b}{dt} \right|_{разг} = \left| \frac{di_b}{dt} \right|_{торм} \quad (8)$$

получим:

$$U_0 \cos \alpha - \Delta U - R_b i_b = U_0 \cos \beta + \Delta U + R_b i_b;$$

отсюда

$$U_0 (\cos \alpha - \cos \beta) = 2 (\Delta U + R_b i_b) \quad (9)$$

или

$$\cos \alpha > \cos \beta. \quad (10)$$

Из полученных соотношений следует, что исходя из условия равных темпов изменения тока возбуждения генераторов в выпрямительном и инверторном режимах *УРВ*, необходимо, чтобы противов. э. д. с. выпрямителя в инверторном режиме была меньше его э. д. с. в выпрямительном режиме на удвоенную величину суммарного падения в дуге, в трансформаторе, в сглаживающем дросселе и в обмотках возбуждения.

Известно, что для того чтобы ток нагрузки был равен нулю, углы регулирования выпрямителей должны быть $\alpha_0 = \beta_0 = 90^\circ$, или в других обозначениях $\varphi_0 = \psi_0 = 0$, где $\varphi = 90^\circ - \alpha$, а $\psi = 90^\circ - \beta$. Однако при таких углах регулирования возникает значительный уравнительный ток в цепи возбудителя, что недопустимо. Поэтому для исходного положения *УРВ* необходимо принять $\alpha_0 = 90^\circ + \theta$, где θ — дополнительный угол регулирования, создаваемый добавочной н. с. ΔF_{cm} обмотки смещения фазорегу-

ляторов. При этом если н. с. задающих обмоток в выпрямительном и в инверторном режимах одинаковы, то результирующие н. с. фазорегулятора будут равны:

$$F_{рез. выпр} = F_{з.о} - \Delta F_{cm} + F_{п.о} - F_{д.о.};$$

$$F_{рез. инв} = F_{з.о} + \Delta F_{cm} + F_{п.о} - F_{д.о.};$$

отсюда

$$|F_{рез}|_{выпр} < |F_{рез}|_{инв}$$

или

$$\varphi < \psi, \text{ т. е. } \alpha > \beta.$$

Следовательно, соотношение (10) нарушается и величина $\frac{di}{dt}$ при торможении значительно превышает соответствующую величину при разгоне двигателя.

Для обеспечения соотношения (8) при выборе углов α и β необходимо учитывать вышеупомянутые падения напряжения в цепи возбудителя, а при определении н. с. задающих обмоток фазорегулятора следует принимать во внимание также дополнительные н. с. обмоток смещения.

Переходные процессы и статические характеристики. Выбор параметров системы управления напряжением генераторов производится, исходя из

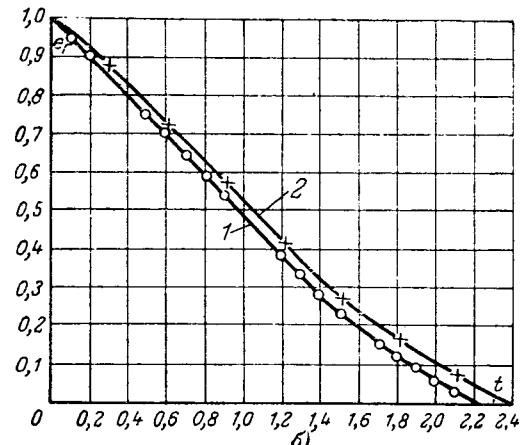
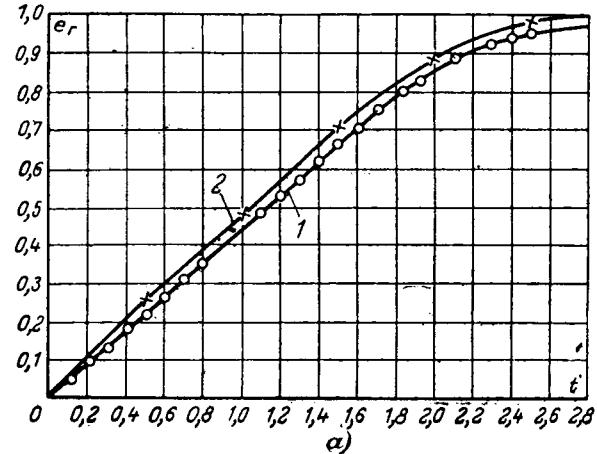


Рис. 2. Расчетная (1) и фактическая (2) осциллограммы увеличения (а) и снижения (б) напряжения генераторов типа ГП-12-2500 при холостом ходе прокатного стана.

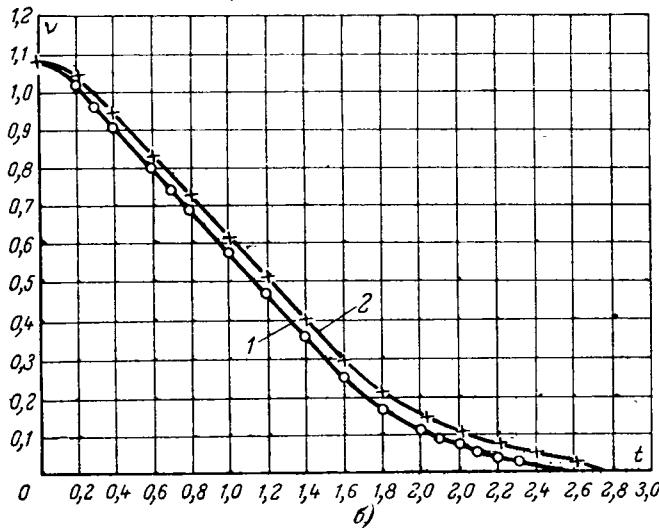
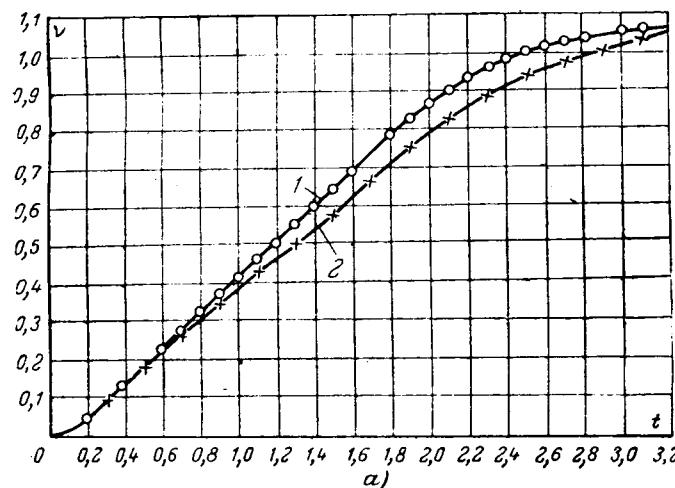


Рис. 3. Расчетная (1) и фактическая (2) осциллограммы разгона (а) и торможения (б) двигателя МП-24-6200 при холостом ходе стана.

режимов работы привода. Рассматриваемая система управления обеспечивает высокое качество переходных процессов, что иллюстрируется графиками разгона, реверса и торможения прокатного двигателя в пределах основной скорости, приведенными на рис. 2, 3 и 4.

Из приведенных осциллограмм следует, что оптимизация переходных процессов может быть достигнута лишь при такой системе управления, которая обеспечивает быстрое нарастание, поддержание постоянства заданной величины динамического тока главной цепи во всех режимах управления, а также быстрое уменьшение тока главной цепи при окончании переходного режима. В этом случае переходный процесс идет равнотускно, время управления реверсивным прокатным станом в пределах основной скорости двигателя минимально, а ток главной цепи во время переходного процесса поддерживается постоянным.

Расчет переходных процессов и статических характеристик прокатного двигателя при управлении

им по схеме, изображенной на рис. 1, может быть осуществлен при следующих допущениях:

кривая намагничивания генераторов прямолинейна;

характеристика магнитного усилителя УГ состоит из двух прямолинейных отрезков: первый — исходящий из начала координат — изображает зону пропорциональности, второй — горизонтальный — зону насыщения;

характеристика фазосмещающих мостов *ФВВ* и *ФВН* линейна;

индуктивность обмоток возбуждения генераторов достаточно велика для сохранения непрерывности тока возбуждения при больших углах зажигания (накапливаемая магнитная энергия достаточно для поддержания дуги при отрицательных значениях напряжения работающей фазы трансформатора до момента зажигания анода следующей фазы);

ионный возбудитель предполагается практически безынерционным.

Все перечисленные предпосылки примерно соответствуют фактическому положению.

Расчет динамики электропривода стана произведен, исходя из основного уравнения равновесия напряжения якорной цепи и момента двигателя, выраженных в относительных единицах:

$$e_r = (1 - s) e_d + s i_a; \quad (11)$$

$$\mu_d = \varphi i_a, \quad (12)$$

где

$$e_r = \frac{E_r}{E_{r,n}}; \quad e_d = \frac{E_d}{E_{d,n}}; \quad i_a = \frac{I_a}{I_{a,n}};$$

$s = \frac{R_a I_{a,n}}{E_{r,n}}$ — номинальное скольжение двигателя;

R_a — сопротивление главной цепи генератор-двигатель;

$$\varphi = \frac{\Phi}{\Phi_n};$$

$\mu_d = \frac{M_d}{M_{d,n}}$ — соответственно поток и момент двигателя.

Уравнение противо-э. д. с. двигателя, входящее в соотношение (11) в относительных единицах, имеет такой вид:

$$e_d = \varphi v, \quad (13)$$

где $v = \frac{n}{n_n}$ — скорость двигателя в относительных единицах.

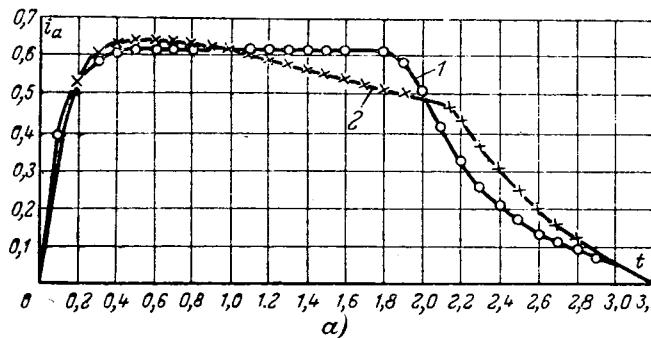
Соотношение, характеризующее цепь обмотки возбуждения главных генераторов в относительных единицах, имеет следующий вид:

$$e_b = (\sigma + T_{b,p}) e_r + (1 - \sigma), \quad (14)$$

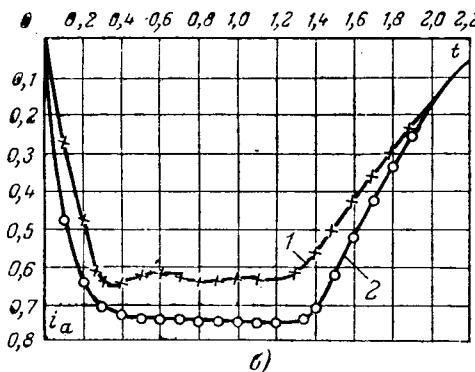
где $\sigma = \frac{R_b I_{b,n}}{E_{b,yest}}$ — доля напряжения возбудителя, падающая на обмотку возбуждения генераторов в установившемся режиме;

$$1 - \sigma = \frac{\Delta U}{E_{b,yest}};$$

ΔU — падение напряжения в дуге вентиля



a)



б)

Рис. 4. Расчетная (1) и фактическая (2) осциллограммы тока главной цепи в режиме разгона (а) и торможения (б) двигателя МП-14-6200 в пределах основной скорости.

$e_b = \frac{E_b}{E_{b,уст}}$ — э. д. с. возбудителя;

$i_b = \frac{I_b}{I_{b,n}}$ — ток возбуждения генераторов;

$T_{ш} = \frac{L_b}{R_{ш}}$ — электромагнитная постоянная обмотки возбуждения;

$T_p = \frac{L_b I_{b,n}}{E_{b,уст}} = \sigma \frac{R_{ш}}{R_b} T_{ш}$ — электромагнитная постоянная контура возбуждения.

С учетом дополнительной н. с. ΔF смещения в фазовращающих мостах, результирующая н. с., действующая на фазовращающие мосты в период разгона двигателя, определяется следующим выражением:

$$F_{Ф,в} = F_{з.о.р} + F_{п.о} - F_{д.о} - \Delta F_{см}, \quad (1a)$$

причем составляющая $F_{п.о}$ во избежание самовозбуждения должна соответствовать неравенствам $F_{п.о} < F_{Ф,в,уст}$, где величина $F_{Ф,в,уст}$ имеет место при установленвшемся значении напряжения главных генераторов.

Если учесть принятые в начале расчета допущения, то э. д. с. возбудителя в установленшемся режиме определится следующим уравнением:

$$E_b = k_1 F_{Ф,в}. \quad (15)$$

Переходя к относительным единицам, получим значение э. д. с. возбудителя в функции действующих н. с. на фазовращающие мосты, отнесенных к $\Phi_{b,уст}$ в режиме пуска двигателя:

$$e_b = f_{Ф,в} = f_{з.о} + f_{п.о} - f_{д.о} - \Delta f_{см}. \quad (16)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

На основании вышеизложенного был произведен анализ системы управления и получены конечные уравнения, по которым осуществлен расчет переходных процессов, пример которого приведен в приложении.

Приложение. Исходные данные для расчета следующие: двигатель МП24-6200: $U_n = 750$ в, $P_n = 4563$ квт, $I_n = 6500$ а, $n = 80/160$ об/мин, $R_{ад} = 0,0044$ ом, $M_{д.н} = 55,8$ т·м, $GD_{д}^2 = 300$ т·м², маховый момент стана $GD_{ст}^2 = 50$ т·м²;

генераторы ГП12-2500: $U_n = 750$ в, $P_n = 2500$ квт, $I_n = 3340$ а, $n = 375/300$ об/мин, сопротивление якорной цепи двух параллельно включенных генераторов $R_{аг} = 0,0024$ ом, сопротивление обмоток возбуждения генераторов $R_{ш} = 0,25$ ом, электромагнитная постоянная времени возбуждения $T_{ш} = 1,95$ сек, ток возбуждения генераторов $I_{в,г} = 180$ а;

возбудитель генераторов содержит два комплекта ртутных выпрямителей РМ-200 и трансформатор типа ТСТ-180/10: $S_n = 102$ ква, $U_{Ф} = 228$ в, $m = 3$, $I_d = 240$ а, $I_d = 225$ а, напряжение ионного возбудителя ($E_{в,а} = 1,17$), $U_{Ф} = 268$ в. Падение напряжения на дуге возбудителя $\Delta U_d = 20$ в. Эквивалентное суммарное сопротивление питающего трансформатора

$$R_{п.е} = \frac{m x_t}{2\pi} + R_t \frac{E_{в,а} - \Delta U_d - U_{дн}}{I_{дн}} = 0,0355 \text{ ом};$$

в нагрузке ионного возбудителя предусмотрены следующие сопротивления: добавочное к обмоткам возбуждения генераторов $R_d = 0,1$ ом, шунтирующие обмотки возбуждения генераторов $R_{ш} = 1,75$ ом, выполняющие функции защиты от возможных перенапряжений в случае обрыва дуги ртутных выпрямителей. Суммарное сопротивление всей цепи возбуждения составляет $R_b = 0,292$ ом, а номинальный ток нагрузки возбудителя $I_{в,н} = 216$ а;

характеристика угла регулирования сеточных импульсов в функции н. с. обмотки управления для фазорегуляторов типа ФС-13, изображенная на рис. 5.

Согласно исходным данным полное сопротивление всей цепи возбуждения составляет:

$$R_{в,п} = R_b + R_{п.е} = 0,327 \text{ ом},$$

а установившееся напряжение возбудителя будет равно:

$$E_{в,уст} = E_{в,о.уст} \cos \alpha_{уст} = R_{в,п} I_{в,н} + \Delta U_d = 92 \text{ в},$$

что соответствует $\alpha_{уст} = 70^\circ$.

Из характеристики $\alpha = f(F)$ следует, что для $\alpha = 70^\circ$ $F_{уст} = 1,57$ а, где $F_{уст} = F_{з.о.уст} + F_{п.о.уст}$. Учитывая, что $\Delta F_{см} = 0,57$ а (согласно рис. 5), получаем:

$$F_{рез.уст} = 1,57 - 0,57 = 1 \text{ а}.$$

Из соотношения

$$(T_p + \tau) p e_r + (\sigma - \varepsilon) e_r = \gamma - 1 + \sigma, \quad (П-1)$$

где $\gamma = f_{з.о.р} - \Delta F_{см}$ — величина кратности форсировки при разгоне двигателя; ε — величина положительной обратной связи; τ — коэффициент динамической обратной связи, имеющий размерность времени, следует, что величина положительной обратной связи (в относительных единицах) во избежание самовозбуждения должна быть меньше коэффициента

$$\sigma = \frac{R_b I_{в,н}}{E_{в,уст}} = 0,78.$$

Выбираем величину ε , равной 0,75, т. е. близкой к критической, тогда н. с.

$F_{п.о.уст} = \varepsilon F_{рез.уст} = 0,75 \cdot 1,0 = 0,75$ а, следовательно, н. с.

$$F_{з.о.уст} = 1,57 - 0,75 = 0,82 \text{ а}.$$

Для определения форсировочной н. с. задающей обмотки фазовращателя определяем величину начальной э. д. с. возбудителя в режиме разгона двигателя, равную:

$$E_{в,нач} = E_{в,о} \cos \alpha_{нач} = L_b \frac{di_b}{dt} + \Delta U = T_p R_{ш} \frac{I_{в,п}}{T_p} + \Delta U = 67 \text{ в},$$

где $T_p = 2,3$ сек — время разгона привода;

$$\cos \alpha_{нач} = \frac{67}{268} = 0,25;$$

$\alpha_{нач} = 74^\circ$, что соответствует $F_{в,нач} = F_{з.о.р} - F_{д.о} = 1,3$ а (рис. 5).

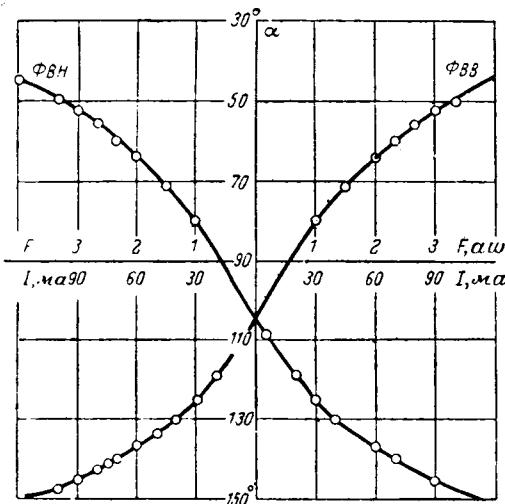


Рис. 5. Характеристики фазорегуляторов.

α° — угол сдвига фазы выходного напряжения, эл. град; I_α — ток через обмотки управления фазорегуляторов, мА; $\Phi_{ВВ}$ — характеристика статического фазорегулятора, управляющего сеточными импульсами ртутного выпрямителя возбуждения генераторов для вращения двигателя «вперед»; $\Phi_{ВН}$ — то же для вращения двигателя «назад».

Ввиду наличия сильной обратной положительной связи (близкой к критической величине) система управления требует сильной стабилизации, что достигается применением гибкой отрицательной обратной связи. Для хорошей стабилизации системы кратность н. с. динамической обмотки (по отношению к результирующей установившейся) должна быть в пределах от 2 до 2,5. Принимаем:

$$F_{\text{д.о.}} = 2,2 F_{\text{рез.уст}} = 2,2 \text{ а.}$$

В этом случае

$$F_{\text{з.о.р}} = F_{\text{д.о.}} + F_{\text{нач}} = 3,5 \text{ а.}$$

В режиме торможения согласно уравнению (8) необходимо обеспечить равенство

$$F_{\text{з.о.р}} - \Delta f_{\text{см}} - F_{\text{д.о.р}} = F_{\text{з.о.т}} + \Delta f_{\text{см}} - F_{\text{д.о.т}},$$

причем должно соблюдаться условие $F_{\text{д.о.р}} = F_{\text{д.о.т}}$. Следовательно,

$$F_{\text{з.о.т}} = F_{\text{з.о.р}} - 2\Delta f_{\text{см}} = 2,35 \text{ а.}$$

В относительных единицах н. с., воздействующие на фазовращающие мосты ртутных выпрямителей, будут равны:

$$f_{\text{з.о.р}} = \frac{F_{\text{з.о.р}}}{F_{\text{рез.уст}}} = 3,5;$$

$$f_{\text{з.о.т}} = \frac{F_{\text{з.о.т}}}{F_{\text{рез.уст}}} = 2,35;$$

$$f_{\text{д.о.}} = \frac{F_{\text{д.о.}}}{F_{\text{рез.уст}}} = 2,2.$$

Решив совместно уравнения (14) и (18) с учетом того, что

$$f_{\text{з.о.р}} - \Delta f_{\text{см}} = \gamma = 2,93,$$

получим:

$$T_{\text{в}} p e_r + \sigma e_r + (1 - \sigma) = \gamma + \varepsilon e_r - f_{\text{д.о.}}$$

Так как приближенно $\varepsilon \approx \sigma$, то получим следующее выражение для вычисления производной по времени напряжения генератора в период разгона привода:

$$p e_r \approx \frac{\gamma - f_{\text{д.о.}} - 1 + \sigma}{T_{\text{в}}} = 0,44. \quad (\text{П-2})$$

Следовательно, переходный процесс увеличения э. д. с. главных генераторов до момента отсечки практически пропорционален времени и согласно соотношению (П-2) будет характеризоваться уравнением

$$e_r = 0,44 t,$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

причем согласно уравнению

$$f_{\text{д.о.}} = \tau p e_r,$$

где $f_{\text{д.о.}}$ — н. с. динамической обмотки,

$$\tau = \frac{f_{\text{д.о.}}}{p e_r} = 5 \text{ сек.}$$

Прекращение форсировки э. д. с. генераторов происходит согласно уравнению

$$e_{\text{г.А}} = \frac{\lambda - 1}{\lambda - \frac{1 - e + \Delta f_{\text{см}}}{\gamma + \Delta f_{\text{см}}}} \quad (\text{П-3})$$

в точке, соответствующей величине $e_r = 0,8 E_{\text{г.м.}}$

В соотношении (П-3) $\lambda = \frac{f_{\text{з.м}}}{f_{\text{в}}}$ соответствует кратности задающей н. с. магнитного усилителя УГ. Время разгона привода до момента прекращения форсировки составит:

$$t_{\text{п.А}} = \frac{e_{\text{г.А}}}{p e_r} = 1,82 \text{ сек.}$$

Данный рост э. д. с. генератора характеризуется уравнением

$$e_r = 1 - (1 - e_{\text{г.А}}) e^{-\frac{t}{T_1}},$$

где

$$T_1 = \frac{T_{\text{в}} + \sigma}{\lambda \gamma + (\lambda - 1) \Delta f_{\text{см}}} = 0,46 \text{ сек.} \quad (\text{П-4})$$

по которому

$$e_r = 1 - 0,2 e^{-\frac{t}{T_1}}.$$

Таким образом,

$$e_r = 1 - 0,2 e^{-\frac{t}{0,46}}. \quad (\text{П-5})$$

Скорость привода можно определить по уравнению

$$v = \frac{\gamma - 1 + \tau}{1 - s} \frac{\theta}{T_{\text{в}} + \tau} \left(\frac{t}{\theta} - 1 + e^{-\frac{t}{\theta}} \right), \quad (\text{П-6})$$

где $\theta = \frac{GD^2}{375} \frac{n_{\text{п}}}{M_{\text{д.н}}} \frac{s}{1 - s}$ — электромеханическая постоянная времени.

В нашем случае сопротивление якорной цепи $R_a = 0,008 \text{ ом}$. Тогда $s = 0,068$, а $\theta = 0,1 \text{ сек}$. Следовательно, для вычисления скорости привода получим следующее уравнение:

$$v = 0,46 \left[t - 0,1 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,1}} \right) \right].$$

Ввиду малой величины электромеханической постоянной времени θ по сравнению с временем разгона привода величиной $(-e^{-\frac{t}{0,1}})$ можно пренебречь и тогда

$$v = 0,46 (t - 0,1).$$

Величина скорости двигателя в момент прекращения форсировки возбуждения получается путем подстановки в это выражение значения времени в данный момент:

$$v = 0,46 (t_{\text{п.А}} - 0,1) = 0,79.$$

В дальнейшем движение двигателя характеризуется следующим уравнением:

$$v = \frac{1}{1 - s} - \left(\frac{1}{1 - s} - v_A \right) e^{-\frac{t}{\theta}} - \frac{T_1}{T_1 + \theta} \frac{1 - e_{\text{г.А}}}{1 - s} \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{\theta}} \right), \quad (\text{П-7})$$

откуда

$$v \approx 1,07 - 0,273 e^{-\frac{t}{0,46}}.$$

Переходный процесс тока главной цепи до момента прекращения форсировки описывается уравнением

$$i_{ad} = \frac{\gamma - 1 + \sigma}{s} \frac{\theta}{T_b + \tau} \left(1 - e^{-\frac{t}{\theta}} \right). \quad (\text{П-8})$$

При подстановке в него известных численных коэффициентов получим такое соотношение:

$$i_{ap} = 0,625 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,1}} \right).$$

Уравнение

$$i_a = (i_a)_A e^{-\frac{t}{\theta}} - \frac{T_1 \theta}{s(T_1 - \theta)} (pe_r)_A \left(e^{-\frac{t}{\theta}} - e^{-\frac{t}{T_1}} \right) \quad (\text{П-9})$$

характеризует изменение тока якоря с момента прекращения форсировки и после подстановки в него известных величин принимает следующий вид:

$$i_a = 0,825 e^{-\frac{t}{0,46}} - 0,2 e^{-\frac{t}{0,1}}. \quad (\text{П-10})$$

При торможении привода снижение э. д. с. генератора описывается уравнением

$$e_r = 1 - \frac{\chi + 1 - \sigma}{T_b + \tau} t. \quad (\text{П-11})$$

При $\chi = \gamma = 2,93$ данная э. д. с. будет равна:

$$e_r = 1 - 0,51t.$$

Снижение скорости двигателя происходит по уравнению

$$v = \frac{1}{1-s} - \frac{\chi + 1 - \sigma}{(1-s)(T_b + \tau)} \left(t - \theta + \theta e^{-\frac{t}{\theta}} \right). \quad (\text{П-12})$$

Если поставить в него известные величины, то можно получить:

$$v = 1,07 - 0,54(t - 0,1). \quad (\text{П-13})$$

Ток при торможении привода будет равен:

$$i_a = \frac{\chi + 1 - \sigma}{s} \frac{\theta}{T_b + \tau} \left(1 - e^{-\frac{t}{\theta}} \right). \quad (\text{П-14})$$

После подстановки в него известных коэффициентов получим:

$$i_a = 0,75 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,1}} \right).$$

[6.6.1966]

◆ ◆ ◆

УДК 621.311.4+621.313.323

О компенсации реактивной мощности в электроустановках с синхронными двигателями

Инж. М. В. ГРЕЙСУХ

Москва

Если потребителями электроэнергии являются машины и механизмы с постоянной скоростью вращения, то лучшим средством компенсации реактивной мощности является применение синхронных двигателей. При работе с опережающим $\cos \phi$ они компенсируют реактивную мощность, а при отсутствии электроприемников с отстающим $\cos \phi$ могут работать с $\cos \phi = 1$; при этом к. п. д. синхронных двигателей повышается на 1,5—2,5%.

Синхронный двигатель, работающий с $\cos \phi < 1$, должен сравниваться с асинхронным двигателем и косинусными конденсаторами при мощности последних, выбранной из условия получения такого $\cos \phi$, который может обеспечить синхронный двигатель. Если компенсация реактивной мощности не требуется, то синхронный двигатель, работающий с $\cos \phi = 1$, должен сравниваться с асинхронным двигателем и косинусными конденсаторами, мощность которых выбирается из условия получения $\cos \phi = 1$.

Как показывает анализ, в первом случае при самых неблагоприятных условиях, т. е. когда к. п. д. синхронного двигателя средней мощности на 1—2% ниже, а стоимость на 30—40% выше по сравнению с к. п. д. и стоимостью асинхронного двигателя, то синхронный двигатель выгоднее асинхронного двигателя с конденсаторами; во втором случае к. п. д. синхронного двигателя одинаков или выше к. п. д. асинхронного двигателя,

а разница в стоимости покрывается дополнительной стоимостью конденсаторов [Л. 1].

Особенно выгодно применение синхронных двигателей напряжением до 1000 в. Их стоимость ниже, а к. п. д. выше, чем у синхронных двигателей высокого напряжения, результаты же компенсации более эффективны.

Таким образом, если имеется возможность комплектования машин и механизмов с постоянной скоростью вращения синхронными двигателями, в особенности напряжением до 1000 в, то технико-экономическое сравнение их с асинхронными двигателями, как правило, не требуется.

Важное значение имеет правильный выбор режима работы синхронного двигателя. Этот режим зависит от нагрузки привода, удельных активных потерь в двигателе, $\cos \phi$ прочих электроприемников, активных потерь в сети и др.

Между тем часто реактивную опережающую мощность, которую могут обеспечить синхронные двигатели, ошибочно определяют таким же образом, как реактивную нагрузку от асинхронных двигателей, по выражению

$$Q_n = K_n P_n \operatorname{tg} \phi_n \text{ [квар]}, \quad (1)$$

тогда как ее следует определять из выражения

$$Q_n = \frac{\alpha' P_n \operatorname{tg} \phi_n}{\eta_n} \text{ [квар]}, \quad (1a)$$

где K_{α} — коэффициент использования;

P_{α} — номинальная мощность синхронных двигателей, квт;

$\operatorname{tg} \varphi_{\alpha}$ — соответствует номинальному $\cos \varphi_{\alpha}$ синхронных двигателей;

α' — коэффициент использования компенсирующей способности синхронного двигателя;

η_{α} — к. п. д. синхронных двигателей при номинальных данных.

Коэффициент α' зависит от напряжения сети, кратности потребляемой синхронным двигателем мощности $\beta = \frac{P_1}{P_{1\alpha}}$ и синхронного реактивного сопротивления по продольной оси x_d .

При проектировании фактическое напряжение, которое будет обеспечено на шинах питания, не известно. Поэтому коэффициент α' обычно определяется для номинального напряжения по [Л. 2—4]. При $\beta=0,75$ и $x_d \approx 1$ для двигателей, для которых $\cos \varphi_{\alpha}=0,9$, коэффициент $\alpha' \approx 1,22$.

Располагаемая реактивная мощность синхронного двигателя, рассчитанная по выражению (1), в 1,5—2 раза ниже, чем по (1а), что вызывает либо необоснованное увеличение мощности конденсаторов, устанавливаемых для получения коэффициента мощности согласно директивным указаниям [Л. 3], либо неправильный выбор режима работы синхронных двигателей.

Удельные потери при создании синхронным двигателем реактивной мощности в зависимости от номинальной мощности и скорости вращения могут отличаться в 5—6 раз. Чем ниже скорость вращения и номинальная мощность двигателя, тем выше эти потери. Поэтому часто реактивная мощность, которую могут выработать синхронные двигатели, не обеспечивает требуемого $\cos \varphi$ при минимальных расчетных затратах. В особенности это имеет место, когда тихоходные синхронные двигатели присоединяются к шинам высокого напряжения, а потребители напряжением до 1000 в — к трансформатору через большое активное сопротивление.

Таким образом, как правило, нельзя ограничиваться определением общего $\cos \varphi$ для всей электрической установки, а его необходимо определять для отдельных характерных узлов. При этом может оказаться выгодным, чтобы часть синхронных двигателей работала с $\cos \varphi$ выше номинального, а недостающая для компенсации реактивная мощность покрывалась конденсаторами, устанавливаемыми в сети до 1000 в.

Для доказательства рассмотрим узел электрической установки, в котором имеются синхронные двигатели общей номинальной активной мощностью $P_{\alpha \Sigma}$ и реактивной $Q_{\alpha \Sigma}$ (рис. 1). Максимальная реактивная мощность, которую могут обеспечить синхронные двигатели при коэффициенте загрузки β и номинальном токе возбуждения,

$$Q_{\alpha \Sigma}^{\max} \approx \alpha' Q_{\alpha} [квар].$$

Чтобы выяснить, выгоден ли режим работы синхронных двигателей с коэффициентом использования $\alpha' = \alpha = \alpha_1$, при котором остальная реактивная мощность

$$Q_{\alpha} = \alpha Q_{\alpha \Sigma}^1$$

покрывается путем установки конденсаторов напряжением до 1000 в, необходимо определить годовые расчетные затраты в зависимости от α .

Потери в синхронном двигателе, зависящие от вырабатываемой реактивной мощности, могут быть разделены на две составляющие:

$$\Delta P_{p \Sigma} \approx A \left(\frac{Q}{Q_{\alpha}} \right)^2 + B \left(\frac{Q}{Q_{\alpha}} \right) = A \alpha^2 + B \alpha_1, \quad (2)$$

где A и B — параметры, характеризующие потери в синхронном двигателе от реактивной мощности, квт; при $\alpha_1 = 1$

$$\Delta P_{p \Sigma} = A + B.$$

Значения параметров A и B могут быть определены по таблицам или выражениям, приведенным в [Л. 2].

Потери в синхронном двигателе, зависящие от вырабатываемой реактивной мощности, приблизительно могут быть определены по [Л. 3]:

$$\Delta P_p \approx 0,25 \Delta P_{\alpha} (\alpha_1^2 + \alpha_1), \quad (3)$$

где ΔP_{α} — номинальные потери в меди статора, квт.

При номинальных данных $\alpha_1 = 1$, следовательно:

$$\Delta P_{p \alpha} \approx 0,5 \Delta P_{\alpha}.$$

Удельные расчетные затраты, отнесенные к сумме номинальных реактивных мощностей синхронных двигателей рассматриваемого узла $Q_{\alpha \Sigma}$ при неизменной стоимости синхронных двигателей:

$$Z_* = \left\{ \left[\frac{A_{\Sigma} (\alpha' - \alpha)^2 + B_{\Sigma} (\alpha' - \alpha)}{Q_{\alpha \Sigma}} + \right. \right. \\ \left. \left. + \Delta P_{p \alpha} Q_{\alpha \Sigma} (k - \alpha)^2 + \alpha \Delta P'_{p \alpha} \right] \gamma + p K_{\alpha} \alpha \right\} \left[\frac{\text{руб.год}}{\text{квар}} \right], \quad (4)$$

где

A_{Σ} , B_{Σ} — суммы параметров A и B всех синхронных двигателей рассматриваемого узла, квт;

$\alpha = \frac{Q_{\alpha}}{Q_{\alpha \Sigma}}$ — относительная мощность конденсаторов напряжением до 1000 в, устанавливаемых за трансформатором;

$k = \frac{Q}{Q_{\alpha \Sigma}}$ — относительная реактивная мощность электроприемников, присоединенных к трансформатору, включая реактивные потери в сети и трансформаторе;

K_{α} — стоимость конденсаторов, руб/квар;

γ — стоимость киловатт-года потерь для синхронных двигателей и прочих электроприемников, руб.;

$\Delta P'_{p \alpha}$ — потери в конденсаторах, приведенные к γ , квт/квар;

При определении расчетных затрат не учитывалось, что при установке конденсаторов в сети 380 в не только снижаются потери в трансформаторах и сети, но значительно сокращается установленная мощность трансформаторов.

Особенно снижаются расчетные затраты, если при установке конденсаторов сокращается число комплектных подстанций.

Выводы. 1. При выборе напряжения синхронных двигателей необходимо отдавать предпочтение напряжению 380 или 660 в, так как в этом случае уменьшаются активные потери в сетях и трансформаторах, а в ряде случаев — число и мощность трансформаторов.

2. При составлении баланса реактивных нагрузок необходимо учитывать возможность увеличения отдаваемой синхронными двигателями реактивной мощности при изменении напряжения и снижении активной нагрузки.

3. Если имеется возможность применения для машин и механизмов, не требующих регулирования, синхронных двигателей, то необходимость тех-

нико-экономического их сравнения с асинхронными отпадает.

4. На предприятиях с синхронными двигателями необходимо определять их оптимальный режим и целесообразность размещения конденсаторов в отдельных узлах электрической установки. При этом должна также учитываться возможность уменьшения числа и мощности трансформаторов.

Литература

- Грейсух М. В., К расчетам по повышению коэффициента мощности электроустановок, «Промышленная энергетика», 1965, № 1.
- Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1963.
- Литвак Л. В., Рациональная компенсация реактивных нагрузок на промышленных предприятиях, Госэнергоиздат, 1963.
- Руководящие указания по повышению коэффициента мощности в установках потребителей электроэнергии, Госэнергоиздат, 1961.

[27.6.1966]



К СВЕДЕНИЮ НАШИХ ЧИТАТЕЛЕЙ

С 30 мая по 3 июня 1967 г. в Москве Комитетом стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР, ЦСУ при Совете Министров СССР и другими организациями проводится Всесоюзная научная конференция по информационным системам с применением вычислительной техники.

Цель конференции — обсуждение комплекса научных и технических проблем, связанных с созданием государственной сети вычислительных центров обработки экономико-статистической информации и государственной информационной системы стандартных и справочных данных по свойствам материалов.

Работа конференции будет проходить по следующим направлениям: а) теория автоматизированных информационных систем (ИС) и информационно-поисковых систем (ИПС); б) вопросы классификации, поиска, обработки, хранения информации и определения тенденций развития науки и техники; в) техническая реализация ИС и ИПС.

Тексты докладов должны быть представлены (в 4 экземплярах) не позднее 15 апреля 1967 г. по адресу: Москва, К-1, ул. Щусева, д. 4, комната 13. Телефоны для справок: К 4-75-68 и К 2-03-00.

Оргкомитет конференции

О критерии для выбора состава работающих агрегатов энергосистемы

Канд. техн. наук В. Д. УРИН
Москва

Задача выбора состава работающих агрегатов энергосистемы чрезвычайно сложна. Для ее решения в общем случае следует рассчитать и сравнить расходные характеристики энергосистемы при работе всех возможных сочетаний работающих агрегатов. При этом распределение нагрузки между агрегатами в каждой расчетной точке каждой характеристики должно быть наивыгоднейшим.

В результате перебора всех вариантов должен выявляться наивыгоднейший состав работающих агрегатов для каждого значения нагрузки энергосистемы (при определенном ее распределении между потребителями).

Подобные расчеты очень трудоемки даже при применении цифровых вычислительных машин, и поэтому делаются попытки отыскания новых способов решения задачи, использующих приближенные соотношения и во много раз снижающих трудоемкость расчетов.

Один из таких способов — применение критерия, основанного на контроле соотношения между относительным приростом энергосистемы и удельным расходом отдельных агрегатов.

Ниже выявляются некоторые дополнительные обстоятельства, учет которых необходим при применении критерии, описанных в [Л. 1—4].

Для упрощения задача рассматривается в ее простейшем виде — без учета потерь в сетях и пусковых расходов. Обозначим удельный расход и нагрузку j -го агрегата через q_j , P_j , его относительный прирост расхода ε_j , относительный прирост расходов энергосистемы ε_c , нагрузку энергосистемы P_Σ . Индекс 1 соответствует исходному режиму перед остановкой.

Отключение j -го агрегата выгодно, если соответствующее увеличение расхода остальных агрегатов не превысит расхода останавливаемого агрегата, т. е.

$$\int_{P_\Sigma - P_j}^{P_\Sigma} \varepsilon_c dP_\Sigma = q_j P_j. \quad (1)$$

Из [Л. 1] следует, что для каждого агрегата момент отключения определяется соотношением

$$q_{j1} \geq \varepsilon_{j1} + \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_1 \frac{P_{j1}}{2} = \varepsilon_{j1} p_{j1}. \quad (2)$$

При снижении ε_c ниже ε_{j1} агрегат должен отключаться. Если расположить агрегаты по порядку снижения ε_{j1} , то это одновременно задаст порядок отключения агрегатов при снижении нагрузки.

Аналогично может быть получено условие пуска:

$$q_{j2} \leq \varepsilon_{j2} - \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_2 \frac{P_{j2}}{2} = \varepsilon_{j2} p_{j2}, \quad (3)$$

что определяет порядок пуска агрегатов — порядок повышения ε_{j2} .

Можно показать, что порядок пуска агрегатов в общем случае может не являться обратным порядку их останова.

Действительно, заметим вначале, что

$$\varepsilon = \frac{d(qP)}{dP} = q + P \frac{dq}{dP}.$$

Тогда условие останова (2) можно переписать в следующем виде:

$$q_{j1} - \varepsilon_{j1} = -P_{j1} \frac{dq_j}{dP_\Sigma} \Big|_1 = -\frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_1 \frac{P_{j1}}{2},$$

откуда

$$\frac{dq_j}{dP_j} \Big|_1 = -\frac{1}{2} \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_1. \quad (2a)$$

Аналогично условие пуска:

$$\frac{dq_j}{dP_j} \Big|_2 = \frac{1}{2} \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_2. \quad (3a)$$

Точки пуска и останова могут быть найдены графически проведением касательных к характеристике удельного расхода под углами, соответствующими $\frac{1}{2} \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma}$.

Пример. Пусть характеристики удельного расхода двух агрегатов отличаются лишь смещением вдоль оси мощностей, как в упрощенном виде показано на рис. 1.

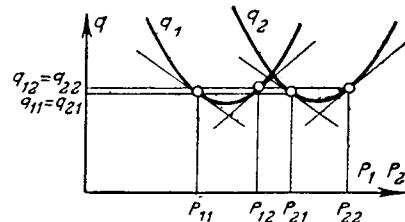


Рис. 1. Графическое определение точек пуска и останова для двух агрегатов.

При графическом определении точек пуска и останова $q_{11} = q_{21}$, $q_{12} = q_{22}$, откуда

$$\varepsilon_{11} = q_{11} - \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_1 \frac{P_{11}}{2};$$

$$\varepsilon_{21} = q_{11} - \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_1 \frac{P_{21}}{2}.$$

Поскольку $P_{11} < P_{21}$, то $\varepsilon_{11} > \varepsilon_{21}$, т. е. в первую очередь должен останавливаться агрегат № 1.

При пуске

$$\varepsilon_{12} = q_{12} + \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_2 \frac{P_{12}}{2};$$

$$\varepsilon_{22} = q_{12} + \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \Big|_2 \frac{P_{22}}{2}.$$

Поскольку $P_{12} < P_{22}$, то $\varepsilon_{12} < \varepsilon_{22}$, т. е. в первую очередь должен пускаться также агрегат № 1. Следовательно, в данном случае порядок пуска не является обратным порядку останова.

Как отмечено в [Л. 4], состав работающих агрегатов для случая снижения нагрузки от максимума и постепенного (по одному) останова агрегатов и для случая повышения нагрузки от нуля и постепенного (по одному) пуска агрегатов не совпадает. При данной нагрузке можно найти часть агрегатов, которая безусловно должна быть остановлена, и часть, которая безусловно должна работать. Часть же агрегатов не

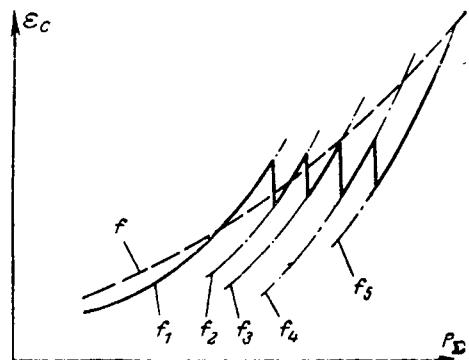


Рис. 2. Действительные (f_1, f_2, \dots) и усредненная (f) характеристики относительных приростов расхода энергосистемы.

удовлетворяет условию останова при снижении нагрузки или условию пуска при повышении. Для этого узкого круга агрегатов в [Л. 4] рекомендуется произвести перебор возможных вариантов.

Источник трудности здесь — в принятом при разработке методики [Л. 1 и 4] предположении о том, что при снижении нагрузки производится только останов агрегатов, а при повышении нагрузки — только включение. Случай пуска одного агрегата с остановом другого или, наоборот, останова одного с пуском другого были исключены из рассмотрения. В результате методика выбора состава работающих агрегатов, основанная только на критериях останова и пуска, не может дать однозначного решения, так как, кроме этих операций, существует множество вариантов операций замены состава агрегатов.

Остановимся на причинах, вызывающих необходимость замены состава агрегатов.

При останове агрегата происходит рост ε_c на величину $\frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma}P_j$ [Л. 5]. Может оказаться, что при останове крупного j -го агрегата рост ε_c будет достаточным для пуска мелкого k -го агрегата. Такая совмещенная операция может приобрести смысл, если

a) каждая операция в отдельности нецелесообразна:

$$\left. \begin{array}{l} q_j < \varepsilon_c + \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \frac{P_j}{2} = \varepsilon_{cpj}, \\ q_k > \varepsilon_c - \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \frac{P_k}{2} = \varepsilon_{cpk}; \end{array} \right\} \quad (4)$$

б) при одновременном проведении обеих операций:

$$q_j \geq \varepsilon_c = \varepsilon_c + \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \frac{P_j - P_k}{2} \geq q_k.$$

Другими словами, замена состава включенных агрегатов выгодна, если удельный расход одного из включенных агрега-

тов (для данного значения ε_c) выше удельного расхода одного из агрегатов, находящихся в резерве (для того же ε_c).

Это означает, что при каждом данном $\varepsilon_c = \varepsilon_j$ должны работать агрегаты с минимальными q_j , что является важным критерием выбора состава работающих агрегатов.

Для всех работающих агрегатов должно при этом соблюдаться условие

$$q_i \leq \varepsilon_c + \frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma} \frac{P_j}{2}.$$

Необходимо обратить внимание на то обстоятельство, что производная $\frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma}$ должна определяться для постоянного состава агрегатов (остающегося — при останове, исходного — при пуске). На рис. 2 показано несколько характеристик относительных приростов энергосистемы для разных составов агрегатов. Переход с одной характеристики на другую происходит скачком в момент изменения состава агрегатов.

При работе в энергосистеме большого числа агрегатов изменение состава на один агрегат мало изменяет величину $\frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma}$. В то же время обычно используемые характеристики относительных приростов энергосистемы усредняют действительную зависимость, состоящую из отрезков нескольких характеристик, заменяя ее более плавной линией.

В результате величина $\frac{d\varepsilon_c}{dP_\Sigma}$, полученная из усредненной характеристики, может значительно отличаться от действительного значения, что приводит к искажению точек пуска и останова.

В этой короткой заметке не ставится задача разработки алгоритма выбора оптимального состава, для чего необходим учет потерь в сетях, пусковых расходов и пр. Возможный логический путь решения такой задачи, по-видимому, должен быть близок к алгоритму, разработанному в [Л. 2]. Отличие должно заключаться в том, что выбор между несколькими агрегатами, которые при данной величине относительного прироста могут быть остановлены или, наоборот, включены, следует производить не по величине возможного относительного снижения расхода, а по величине удельного расхода. Последнее обстоятельство позволит упростить последовательность и объем расчетов, а также сможет устранить необходимость в переборе вариантов.

Литература

- Смирнов К. А., Выбор наиболее экономичного состава включенных агрегатов, «Электричество», 1962, № 1.
- Маркович И. М., Критерии выгодности останова или пуска агрегатов в энергосистеме, «Электричество», 1962, № 7.
- Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1963.
- Смирнов К. А., Абсолютный и относительный оптимумы при выборе экономичного состава агрегатов в энергосистеме, «Электричество», 1965, № 6.
- Урин В. Д., Задание режима ГЭС по активной мощности при децентрализованном распределении нагрузки, «Электрические станции», 1964, № 8.

[16.5.1966]



Быстродействие управляемого реактора с вращающимся магнитным полем

С. В. УСОВ, А. К. ЧЕРНОВЕЦ, В. С. КОЗУЛИН

Ленинград

Как известно из [Л. 1], к управляемому реактору, работающему в автоматически регулируемой электрической системе, предъявляются повышенные требования в отношении возможной скорости его регулирования. В частности показано, что быстродействие реактора при изменении режима должно соответствовать быстродействию регулирования синхронной машины с постоянной времени 0,1–0,3 сек.

В связи с этим представлялось целесообразным исследовать возможность реактора в отношении быстродействия и, если потребуется, способы его увеличения.

Итоги подобных работ были впервые опубликованы в [Л. 2], где сообщалось об особенностях процесса регулирования реактора, в силу которых он может обеспечить скорость регулирования на порядок выше, чем для обычных синхронных машин.

В настоящее время имеется возможность дальнейшего анализа этого положения с использованием накопленного авторами опыта эскизного проектирования мощных конструкций и испытания целого ряда моделей. Кроме того, необходимо продолжить работу по созданию удобных методов расчета времени регулирования реактора, основанных на известных из теории электрических цепей со сталью классических приемах.

Длительность переходного процесса в реакторе при изменении тока в обмотке управления является функцией многих факторов. В первую очередь следует отметить влияние параметров собственно обмотки управления, параметров внешней (по отношению к обмотке) цепи постоянного тока, начального значения и характера изменения приложенного напряжения, а также амплитуды первой гармоники магнитной индукции в подмагничиваемом ярме.

Прежде чем перейти к подробному рассмотрению процессов, примем следующие допущения:

1. Неподмагничиваемое ярмо при отключенной трехфазной обмотке не влияет на параметры цепи управления. Это проверялось экспериментально на моделях реакторов путем сравнения характеристик намагничивания цепи управления, снятых на переменном токе частоты 50 Гц как при наличии, так и при отсутствии неподмагничиваемого ярма [Л. 2].

2. Переходные процессы при регулировании необходимо отнести к группе медленно протекающих процессов, длительность которых составляет для мощных аппаратов более трех периодов источника питания управляемой цепи.

Эксперименты (рис. 1) и расчеты подтверждают это положение.

3. При медленном изменении тока в обмотке управления переходный процесс в цепи трехфазной обмотки не возникает, и все три фазных тока практически одновременно и без запаздывания следуют за током управления. Влияние внешних параметров трехфазной обмотки оценивается косвенно через

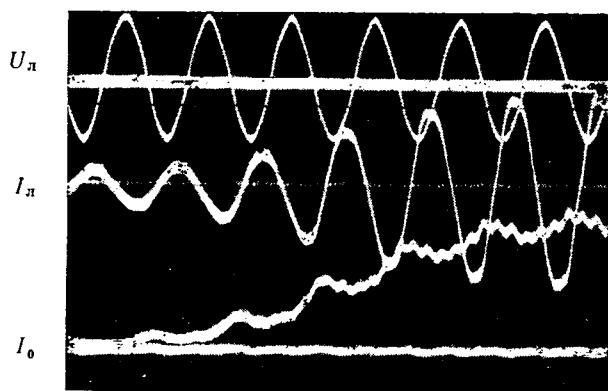


Рис. 1. Осциллограмма переходного процесса модели управляемого реактора.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

напряжение на ее зажимах (т. е. через первую гармонику магнитного потока).

В зависимости от состояния обмотки переменного тока (включена или отключена) и диапазона изменения тока управления можно рассматривать следующие основные случаи.

Включение обмотки управления при отсутствии тока в трехфазной обмотке.

Такой случай возможен, когда при эксплуатации реактора предполагается включение его в сеть переменного тока со значением подмагничивания, отличным от нуля.

При этом обмотка управления включается с некоторым упреждением, величину которого необходимо корректировать в зависимости от длительности переходного процесса.

Включение обмотки управления реактора с подключенной к сети переменного тока трехфазной обмоткой.

В этом случае учитывается влияние обмотки переменного тока реактора на длительность процесса.

Частичное изменение тока в обмотке управления в ходе регулирования реактора.

К особенностям магнитной системы реактора необходимо отнести следующее обстоятельство. Если в синхронных машинах поток обмотки возбуждения замыкается через ярмо, зубцовый слой и относительно большой воздушный зазор, то магнитный поток торOIDальной обмотки управления реактора замыкается в пределах подмагничиваемого ярма, не встречая на своем пути зазора (рис. 2). Поэтому в случае реактора за-

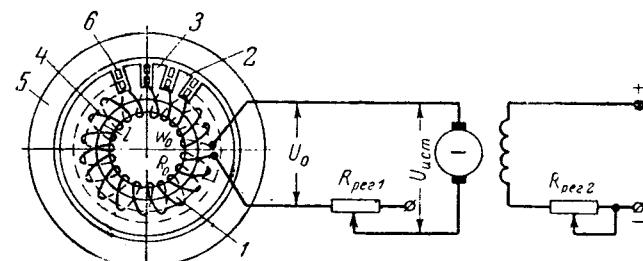


Рис. 2. Принципиальная схема конструкции управляемого реактора и расчетная схема цепи управления.

1 — подмагничиваемое ярмо; 2 — зубцовая зона; 3 — зазор; 4 — торOIDальная обмотка управления (W_0 , R_0); 5 — неподмагничиваемое ярмо; 6 — трехфазная обмотка.

дача переходного процесса оказывается существенно нелинейной и отличной в своем решении и результате от аналогичной задачи в электрических машинах.

Рассмотрим явления переходного процесса несколько подробнее с целью получения конкретных формул и зависимостей для расчетов и сравнительных оценок при проектировании реакторов.

1. Учитывая первое допущение, можно показать, что при отсутствии тока в трехфазной обмотке задача расчета переходного процесса сводится к классическому примеру включения дросселя со стальным сердечником на постоянное напряжение.

При исследовании переходного процесса в подобной цепи аппроксимирующее выражение для кривой намагничивания материала сердечника (в данном случае ярма) является основным.

В режиме с отключенной и разомкнутой обмоткой переменного тока удобно использовать выражение вида

$$H_0 = A (e^{\beta B_0} - 1), \quad (1)$$

где A и β — численные коэффициенты.

При точной аппроксимации выражение (1) дает возможность провести решение уравнения переходного процесса

$$\frac{d\psi_0}{dt} + i_0 R = U_{\text{ист}} \quad (2)$$

в простых функциях и получить формулы для времени установления нового режима в следующем виде [Л. 3]:

для включения обмотки управления реактора

$$t = \frac{\ln \left[\xi \frac{b}{a(1-\xi)} \right]}{a+b}; \quad (3)$$

для отключения цепи управления от источника с замыканием накоротко

$$t = \frac{1}{a} \ln \frac{(M-1)\sigma}{\sigma M - 1}. \quad (4)$$

В формулах (3) и (4)

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{RA\beta}{W_0^2 S \cdot 10^{-4}}; \\ b &= \frac{U_{\text{ист}} \beta}{W_0 S \cdot 10^{-4}}; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$M = e^{\beta B_0}. \quad (6)$$

Коэффициенты ξ и σ обозначают отношение текущего значения напряженности поля (тока управления) к установившемуся (в случае ξ) или к начальному (в случае σ) значению напряженности (тока); значения A , β определяются из (1); I , W_0 , S , $U_{\text{ист}}$ заданы (рис. 2). Метод дает достаточно точные результаты. В качестве примера приведем расчет переходного процесса модели управляемого реактора мощностью 25 ква и сравним их с результатами контрольного эксперимента.

Пример 1. Для модели известно $I_{\text{ист}}=6,2$ а, $R_0=18,5$ ом, $U_{\text{ист}}=114,5$ в; $I=49$ см; $W_0=1200$; $S=54,6$ см²; $B_{\text{м1}}=0$; $A=2,34 \cdot 10^{-2}$ а/см; $\beta=5,15$ тл⁻¹ (сталь Э41).

Коэффициенты a и b определяются по (5):

$$\begin{aligned} a &= 1,38 \cdot 10^{-2} \text{ сек}^{-1}; \\ b &= 90 \text{ сек}^{-1}. \end{aligned}$$

Согласно выражению (3) при $\xi=0,95$ получим:

$$t=0,13 \text{ сек.}$$

Результаты эксперимента (рис. 3) хорошо совпадают с расчетными данными.

Анализируя выражения (3) и (4), а также данные конкретных измерений на моделях, можно установить, что переменная индуктивность обмотки управления очень резко сказывается на характере кривой нарастания тока в обмотке (рис. 1 и 3). Поэтому для реактора нельзя использовать широко применяемое в теории электрических машин понятие постоянной времени $T = \frac{L}{r}$.



Рис. 3. Переходный процесс в обмотке управления при отключенном трехфазной обмотке.

Однако для практических расчетов отсутствие единого критерия оценки быстродействия реактора значительно затрудняет сравнение различных способов регулирования, а также сопоставление реакторов с вращающимися электрическими машинами.

В качестве единого критерия оценки быстродействия реакторов можно предложить такой показатель, как время установления номинального тока при нулевых начальных условиях $t_{\text{уст}}$, а для сравнения с синхронными машинами — понятие условной постоянной времени обмотки управления при разомкнутом статоре:

$$T_{\text{уст}}^{\text{усл}} \approx \frac{t_{\text{уст}}}{3}.$$

Расчет реактора 15 000 ква дает значение $t_{\text{уст}}=1,8$ сек, что соответствует условной постоянной времени $T_{\text{уст}}^{\text{усл}}=0,6$ сек. В связи с тем, что быстродействие реактора может оказаться ниже, чем это требуется, необходимо исследовать возможность его увеличения.

Как видно из выражений (3) и (5), время установления тока в обмотке управления при заданных величинах I , W_0 , S является функцией приложенного напряжения и сопротивления цепи постоянного тока. Именно в воздействии на эти параметры и заключена возможность дальнейшего повышения быстродействия реактора. Однако эти способы не равнозначны.

Как показывают расчеты, включение добавочного сопротивления в цепь управления приводит, с одной стороны, к изменению $t_{\text{уст}}$ обратно пропорционально суммарному сопротивлению цепи управления, с другой стороны, требует пропорционального увеличения мощности источника постоянного тока.

При тех значениях потерь в обмотке управления, которые получены в результате эскизного проектирования реакторов 15 000 и 25 000 ква и равны 0,5—0,4% (суммарные потери 2—1,5%) от номинальной мощности аппарата, подобный способ требует мощных источников постоянного тока, а именно $\sim 1\%$ при $R_{\text{реч1}}=R_0$ и $\sim 2\%$ при $R_{\text{реч1}}=3R_0$. Такие потери резко понизят технико-экономическую эффективность реактора в целом. Этот способ был бы достаточно эффективен при потерях в обмотке возбуждения на порядок ниже, т. е. $\sim 0,05\%$.

Поскольку мощность реактора регулируется изменением напряжения источника подмагничивания, то для повышения быстродействия целесообразно применять быстродействующие регуляторы возбуждения и возбудители с большим потолком напряжения (т. е. так же, как для синхронных машин).

Расчеты показали, что при применении двукратной и четырехкратной форсировки время установления номинального режима для реактора 15 000 ква сокращается с 1,8 до 0,75 и 0,48 сек соответственно.

В этом случае необходим учет влияния обмотки переменного тока на скорость протекания переходного процесса. Это влияние сказывается в том, что постоянная составляющая индукции в подмагничиваемом ярме будет функцией не только напряженности постоянного поля H_0 , но и амплитуды первой гармоники индукции:

$$B_0=f(H_0, B_{\text{м1}}) \quad (7)$$

или

$$H_0(i_0)=\varphi(B_0, B_{\text{м1}}). \quad (8)$$

Уравнение переходного процесса будет иметь тот же вид, что и (2), где

$$\psi_0=B_0 W_0 S, \text{ но } i_0=\varphi(B_0, B_{\text{м1}}).$$

Следовательно, для решения задачи надо определить зависимость

$$i_0=\varphi(B_0, B_{\text{м1}}).$$

Как показано в [Л. 2], характер изменения и. с. в подмагничиваемом ярме можно приближенно описать уравнением

$$H_{\text{ж2}} \approx H_0 + H_{\text{м1}} \sin \omega t. \quad (9)$$

В этом случае для определения зависимости $\varphi(B_0, B_{\text{м1}})$ следует применять графо-аналитические методы, так как аппроксимирующее выражение кривой намагничивания при наложении постоянного поля на вращающееся не известно.

Для дальнейшего решения задачи использовались кривые намагничивания для электротехнической стали $B_{\text{м1}}=\varphi_1(H_1)$ и $B_0=\varphi(H_1)$ при различных значениях подмагничивания H_0 . Эти кривые могут быть получены расчетным путем, например по методике, изложенной в [Л. 4].

Пользуясь указанными кривыми, легко построить в свою очередь зависимости $H_0=f_1(B_0)$ при различных значениях B_{m1} . Такие кривые для стали марки Э41 приведены на рис. 4.

Если пренебречь изменением B_{m1} в ходе переходного процесса, то каждая кривая $H_0=f_1(B_0)$ определит время установления нового режима при соответствующей величине $B_{m1}=\text{пост.}$

В последующих расчетах семейство характеристик рис. 4 удобно аппроксимировать выражением

$$H_0 = k_1 B_0^4, \quad (10)$$

где $k_1 \left[\frac{a/cm}{m^4} \right]$ будет меняться в зависимости от величины B_{m1} .

Графики аппроксимирующих выражений, отличающиеся лишь соответствующими значениями коэффициента k_1 , изображены также на рис. 4.

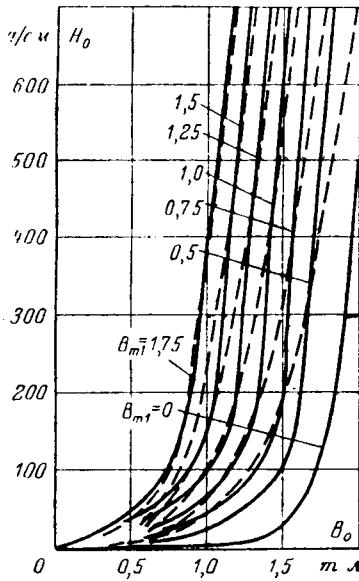


Рис. 4. Расчетные кривые $H_0 = \varphi(B_0)$ при $B_{m1} = \text{пост.}$ (сплошные линии) и семейство аппроксимирующих кривых $H_0 = k_1 B_0^4$ (пунктир).

Удовлетворительная точность и возможность дальнейшего интегрирования в известных функциях позволяет считать выражение (10) наиболее приемлемым для последующего анализа.

Приведем (10) с помощью подстановок

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= \frac{i_0 W_0}{l_{cp}}, \\ B_0 &= \frac{\varphi_0}{SW_0} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

к виду

$$i_0 = k \varphi_0^4, \quad (12)$$

где

$$k = k_1 \frac{l_{cp}}{S^4 W_0^5}.$$

Выражения (2) и (12) свидетельствуют о том, что при $B_{m1} = \text{пост.}$ вполне применим метод интегрируемой нелинейной аппроксимации, разработанный в [Л. 5]. Если опустить промежуточные выкладки, то окончательное выражение для времени переходного процесса будет иметь следующий вид:

$$t = \frac{1}{2I_{y0}^{3/4} R k^{1/4}} \left(0,5 \ln \frac{1 + \sqrt[4]{\frac{i_0}{I_{y0}}}}{1 - \sqrt[4]{\frac{i_0}{I_{y0}}}} + \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{i_0}{I_{y0}}} \right). \quad (13)$$

Пример 2. Используя данные примера 1, при $B_{m1}=0$ согласно (12) и рис. 4 или рис. 5 имеем $k=3,95 \cdot 10^{-4}$; i_0/I_{y0} примем равным 0,95. Тогда по (13) $t=0,16$ сек, что хорошо согласуется с данными опыта на рис. 3 ($t=0,13$ сек) и расчета, приведенного выше ($t=0,13$ сек).

При $B_{m1}=0,8$ тл, $k=16 \cdot 10^{-4}$ и $t=0,115$ сек. Результат также близко совпадает с полученным из опыта на рис. 1 значением $t \approx 0,11$ сек.

Коэффициент k вычисляется по (12). Если тип аппарата и основные параметры уже заданы и требуется определить его быстродействие, то нужно построить зависимость $k = \varphi_2(B_{m1})$, по которой можно установить значение k для любого B_{m1} в требуемом диапазоне. Для модели такое построение приведено на рис. 5.

В реальных аппаратах с изменением величины $H_0(i_0)$ изменяется и значение B_{m1} за счет увеличения э. д. с. рассеяния реактора.

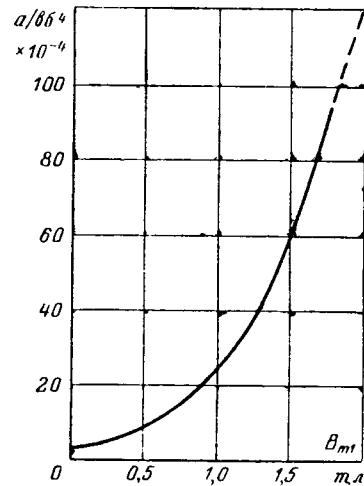


Рис. 5. Зависимость $k = \varphi(B_{m1})$ для модели управляемого реактора.

Поэтому, строго говоря, при течении переходного процесса совершается переход с характеристики на характеристику (рис. 4), т. е. величина коэффициента k будет величиной переменной. При включении обмотки управления индукция B_{m1} снижается и k в соответствии с выражениями (10), (12) и рис. 5 изменяется от больших значений к меньшим. Однако следует иметь в виду, что коэффициент k входит в выражение для определения времени переходного процесса под знаком корня 4-й степени. А это означает, что при изменении k , например, на $\pm 50\%$, время t изменится только на $\pm 10\%$. Такое изменение k соответствует изменению индукции B_{m1} в пределах $\pm 20\%$ (см., например, рис. 5).

Для мощных аппаратов уменьшение B_{m1} при полной нагрузке за счет рассеяния составит ориентировочно 15%, что позволяет без особой погрешности (около 5%) не учитывать в расчетах длительности переходного процесса изменений коэффициента k и принимать его значения такими, которые соответствуют B_{m1} в режиме холостого хода.

В случае если снижение B_{m1} от потоков рассеяния или изменения напряжения сети переменного тока превысит 20%, целесообразно выбирать величину B_{m1} и соответствующее значение k по конечному значению B_{m1} с учетом рассеяния. Это дает несколько завышенные значения времени t .

Таким образом, когда реактор уже присоединен к сети переменного тока, включение обмотки управления уменьшает время переходного процесса, как это видно, например, из рис. 1 и 3 и выражения (13), на 10—20%. Физически это объясняется тем, что постоянная составляющая индукции B_0 будет уменьшаться при заданном H_0 и повышении $B_{m1}(H_{m1})$. Это приводит к тому, что процесс совершается по новой, более пологой кривой намагничивания (рис. 4).

Рассеяние, существующее в реальных аппаратах, несколько снижает этот эффект, однако не может быть решающим фактором при определении быстродействия.

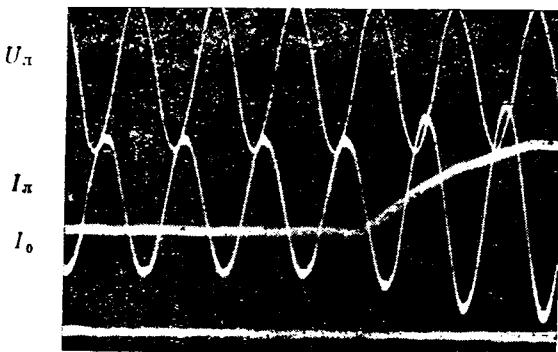


Рис. 6. Переходный процесс при частичном изменении тока в обмотке управления.

Частичное изменение тока в обмотке управления в ходе регулирования реактора. В качестве исходного уравнения для анализа переходного процесса можно принять выражение (13).

При увеличении тока в обмотке управления с i_{10} до i_{20} примем конечное значение $i_{20}=I_{y0}$ и рассчитаем время установления t'' . Считаем, что процесс протекает от 0 до I_{y0} ; отношение $\frac{i_{20}}{I_{y0}} = 0,95$.

Затем также по формуле (13) рассчитаем длительность переходного процесса t' при той же величине I_{y0} , но при соотношении $\frac{i_{10}}{I_{y0}} = \frac{i_{10}}{I_{y0}}$. Время регулирования при изменении тока от i_{10} до i_{20} определится как разность:

$$t = t'' - t'. \quad (14)$$

Окончательно выражение для времени регулирования примет вид:

$$t = \frac{1}{2I_{y0}^{3/4} R k^{1/4}} \left[0,5 \left(\ln \frac{1 + \sqrt[4]{\frac{i_{20}}{I_{y0}}}}{1 - \sqrt[4]{\frac{i_{10}}{I_{y0}}}} - \ln \frac{1 + \sqrt[4]{\frac{i_{10}}{I_{y0}}}}{1 - \sqrt[4]{\frac{i_{20}}{I_{y0}}}} \right) + \right]$$

◆ ◆ ◆

К ЧИТАТЕЛЯМ ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Ордена Трудового Красного Знамени Техническое училище № 28 энергетиков г. Москвы организует музей истории электрификации СССР. Для этой цели оно собирает документы (подлинные или копии): о работе комиссии ГОЭЛРО и ее членов в 1920 г.; фотографии и воспоминания о деятельности Г. М. Кржижановского;

документы о работе VIII съезда Советов, в том числе доклады и выступления на этом съезде;

вариант плана ГОЭЛРО 1920 г. Фотографии, карта;

фотографии и воспоминания о людях, боровшихся за претворение в жизнь ленинской идеи сплошной электрификации СССР;

о трудовом героизме, царившем на строительстве электрических станций по плану ГОЭЛРО, судьбе строителей и их фотографии;

о работе электрических станций, построенных по плану ГОЭЛРО в наши дни, о происшедших изменениях в технике, выработке электрической энергии, квалификации рабочих; фотографии передовиков.

Дирекция и общественные организации училища просят сообщить о наличии указанных документов или их копий и возможности их получения комиссией по организации училищного музея электрификации СССР по адресу: Москва, В-95, ул. Островского, 29. Техническое училище № 28 энергетиков.

$$+ \left(\operatorname{arctg} \sqrt[4]{\frac{i_{20}}{I_{y0}}} - \operatorname{arctg} \sqrt[4]{\frac{i_{10}}{I_{y0}}} \right) \right]. \quad (15)$$

Пример 3. Расчет времени переходного процесса на модели управляемого реактора и данные контрольного эксперимента (рис. 6).

Задано: $I_{y0}=10$ а; $R=11,45$ ом; $k=5 \cdot 10^{-4}$; $i_{10}=5$ а.

По формуле (15) $t=0,07$ сек, по осциллограмме рис. 6 $t=0,055$ сек.

Выводы. 1. Как показывают расчеты и испытания моделей, в управляемом реакторе можно достичь на порядок более высокого быстродействия, чем для синхронных машин.

2. Нелинейность кривой намагничивания стали ярма влияет на выбор методов анализа и критерий быстродействия. В качестве последнего предлагается использовать время установления номинального режима, а для сравнения с синхронными машинами — T_{usl}^{y0} (условную постоянную времени реактора).

3. Для анализа переходного процесса в реакторе вполне применимы классические методы, которые дают удовлетворительные результаты, близкие к непосредственно полученным на модели.

4. В случае необходимости можно увеличить быстродействие реактора введением добавочного сопротивления в цепь управления, либо форсировкой источника постоянного тока. Последний способ предпочтительнее, так как позволяет избежать увеличения потерь в цепи управления и мощности источника постоянного тока.

Литература

1. Михневич Г. В., Фиалков В. М., Система автоматического регулирования управляемых реакторов, «Электричество», 1965, № 12.

2. Либкинд М. С., Управляемый реактор для линий передачи переменного тока, Изд. АН СССР, 1961.

3. Бессонов Л. А., Переходные процессы в нелинейных электрических цепях со сталью, Госэнергоиздат, 1951.

4. Розенкранц А. С., Метод получения обобщенных характеристик стали при подмагничивании постоянным током, Труды ИЭИ, 1953.

5. Бессонов Л. А., Нелинейные электрические цепи, изд-во «Высшая школа», 1964.

[17.3.1966]

ПРОЕКТИРОВАНИЕ, СООРУЖЕНИЕ И ВВОД В ЭКСПЛУАТАЦИЮ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ И ПОДСТАНЦИЙ 735 кв в КАНАДЕ¹

Гидроэнергетические ресурсы Канады и необходимость сооружения дальних электропередач. Для энергетики Канады характерно наличие больших запасов гидроэнергетических ресурсов, которые в течение последних 10—15 лет интенсивно осваиваются. Суммарная установленная мощность действующих гидроэлектростанций в начале 1966 г. была равна 21 800 Мвт, а строящихся — 9 600 Мвт. Удельный вес гидроагрегатов составляет около 75% всей установленной мощности электростанций. В настоящее время в стране сооружается восемь гидроэлектростанций мощностью более 500 Мвт каждая.

Основные характеристики гидроэлектростанций, сооружаемых на реках Маникуаган и Утард, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Наименование гидро-электростанций	Полезный на-пор, м	Количество агрегатов	Единичная мощ-ность, Мвт	Общая мощ-ность, Мвт	Годы ввода агрегатов		Вырабатываемая энергия, Гвт·ч
					первого	послед- него	
Маникуаган 5 . . .	154	8	165	1 320	1970	1972	7 220
Маникуаган 3 . . .	95	7	157	1 099	1972	1973	5 310
Маникуаган 2 . . .	72	8	127	1 016	1965	1967	5 660
Маникуаган 1 . . .	37	3	62	186	1965	1966	2 850
Утард 4	121	4	158	632	1968	1969	3 380
Утард 3	146	4	189	756	1968	1969	4 150
Утард 2	73	3	127	381	1969	1969	2 210
Всего		37		5 390			30 780

Сооружение мощных гидроэлектростанций, удаленных от центров нагрузки, оказалось практически возможным благодаря наблюдающемуся в последние годы быстрому прогрессу в области передачи электрической энергии на большие расстояния.

Для выдачи мощности, вырабатываемой гидроэлектростанциями на реках Маникуаган и Утард, будет построена электропередача с пропускной способностью 5 300 Мвт и числом часов использования максимума $T=5\ 200$ ч, состоящая из трех параллельных цепей 735 кв и шести подстанций. Ниже приведено подробное описание этой электропередачи.

Выбор рабочего напряжения. В связи с тем, что широко применяемое в системе Гидро — Квебек рабочее напряжение 315 кв оказалось явно недостаточным, было решено произвести технико-экономическое сравнение вариантов передачи энергии от ГЭС на реках Маникуаган и Утард при наибольших рабочих напряжениях — 525 и 735 кв.

В результате расчетов было установлено, что стоимость сооружения трех цепей 525 кв с 50%-ной продольной емкостной компенсацией и трех цепей 735 кв без конденсаторных батарей примерно одинакова. Однако было решено применить напряжение 735 кв по нижеследующим причинам.

1. Суммарная установленная мощность батарей продольной компенсации должна составить 4 000 Мвар. Отсутствие продольной компенсации упростит эксплуатацию электропрерывателя и уменьшит вероятность аварийных отключений.

2. Напряжение 735 кв имеет большие перспективы с точки зрения предстоящего использования еще более удаленных гидроресурсов на р. Черчилл и др.

3. Гарантии фирм о возможности изготовления оборудования 735 кв и окончания сооружения первой очереди электропередачи осенью 1965 г.

Следует указать, что принятное для электропередачи в Канаде наибольшее рабочее напряжение 735 кв ниже согласованной в 1963 г. в МЭК величины 765 кв.

Схема электропередачи. В соответствии с проектом при полном развитии электропередача 735 кв будет состоять из трех линий 735 кв, трасса которых показана на рис. 1. На передающем конце электропередачи предусматривается сооружение двух повышательных подстанций 735/315 кв Маникуган и Утард, на сборные шины которых коммутируются по линиям 315 кв гидроэлектростанции, перечисленные в табл. 1.

На расстоянии 218—240 км от передающего конца, в районе Квебека, сооружаются две промежуточные подстанции 735/315 кв и 735/230 кв Леви и Лорентид с шестью автотрансформаторами. В районе Монреаля, на расстоянии 364—370 км от Квебека, сооружаются две приемные подстанции — Бушервиль и Дюверней. По концам каждого участка между подстанциями присоединяются непосредственно к линии 735 кв неотключаемые шунтирующие реакторы, предназначенные для компенсации 60% зарядной мощности, генерируемой линиями.

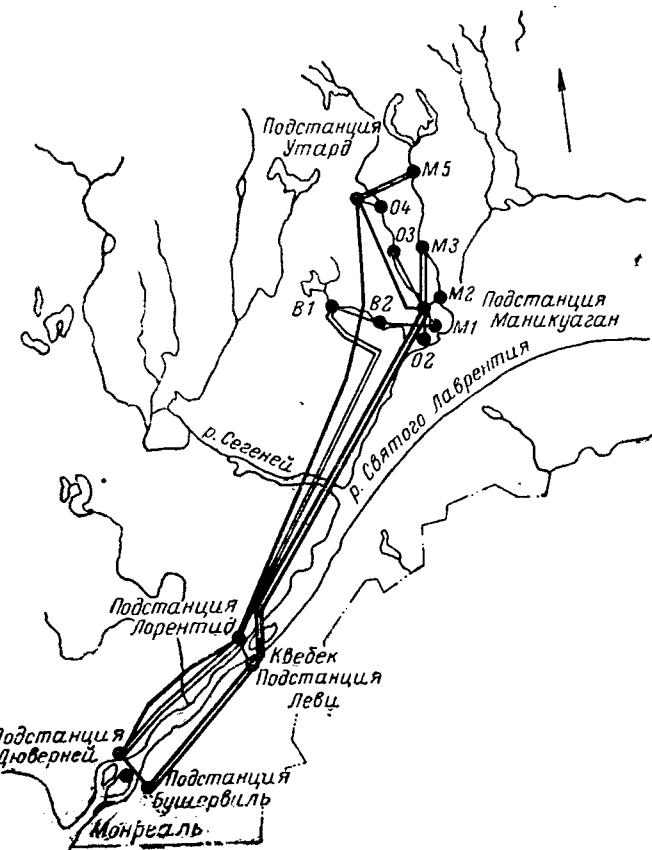


Рис. 1. Сети 735 кв энергосистемы Гидро—Квебек.

— электростанции; ● — подстанции 735 кв; — двухцепные линии 315 кв; — одноцепные линии 735 кв.

¹ Статья написана на основе материалов, опубликованных в советской и зарубежной печати.

Схема электропередачи, приведенная на рис. 2, выбрана таким образом, чтобы в наибольшей степени обеспечить эксплуатационную надежность и практически исключить возможность полного перерыва в электроснабжении.

Результаты расчетов устойчивости параллельной работы генераторов гидроэлектростанций и приемных систем показали, что предельная передаваемая по линии мощность равна $5\ 800\ Mвт$. Запас статической устойчивости электропередачи в нормальном режиме принят равным 10%. Синхронная динамическая устойчивость обеспечивается при однофазном коротком замыкании на одной из цепей при времени отключения поврежденного участка 0,1 сек и быстродействующем трехфазном АПВ с бесстоковой паузой 0,4 сек. Опыт эксплуатации системы Гидро — Квебек показал, что устойчивые замыкания на линиях 315 кв не наблюдаются, а преходящие замыкания возникают очень редко. На основе этого опыта предполагается, что количество преходящих замыканий на линиях 735 кв не превысит одного случая на 1 500 км в год. Поэтому на линиях 735 кв предусматривается трехфазное быстродействующее АПВ.

В то же время на подстанциях наблюдаются устойчивые повреждения. Схемы подстанции проектировались таким образом, чтобы повреждение аппаратов и трансформаторов, как правило, не приводили к отключению одной из цепей, за ис-

ключением случаев повреждения оборудования, непосредственно присоединенного к линии. Схемы также предусматривают возможность вывода в ремонт всего оборудования без перерывов электроснабжения, за исключением шунтирующих реакторов.

В результате технико-экономического сравнения, проведенного с учетом перечисленных выше требований, для подавляющего большинства подстанций, кроме двух, на стороне 735 кв приняты схемы двойных многоугольников.

Например, для подстанций Маникуаган и Дюверней выбрана схема восьмиугольника с диагональю из двух выключателей, к середине которой присоединяется одна из линий 735 кв. На промежуточных подстанциях Леви и Лорентид применена модификация схемы с двумя выключателями на цепь, причем на второй из перечисленных подстанций, имеющей только пять отходящих линий, трансформаторы присоединяются к шинам без выключателей (схема шины — трансформатор).

Схема с несколькими многоугольниками также применена и во всех ОРУ 315 кв описываемых подстанций.

В табл. 2 рассмотрены все возможные случаи нормальных и аварийных коммутаций в распределительных устройствах 315 и 735 кв. Как показано на рис. 2, к подстанциям Маникуаган и Утард при полном развитии будет присоединено

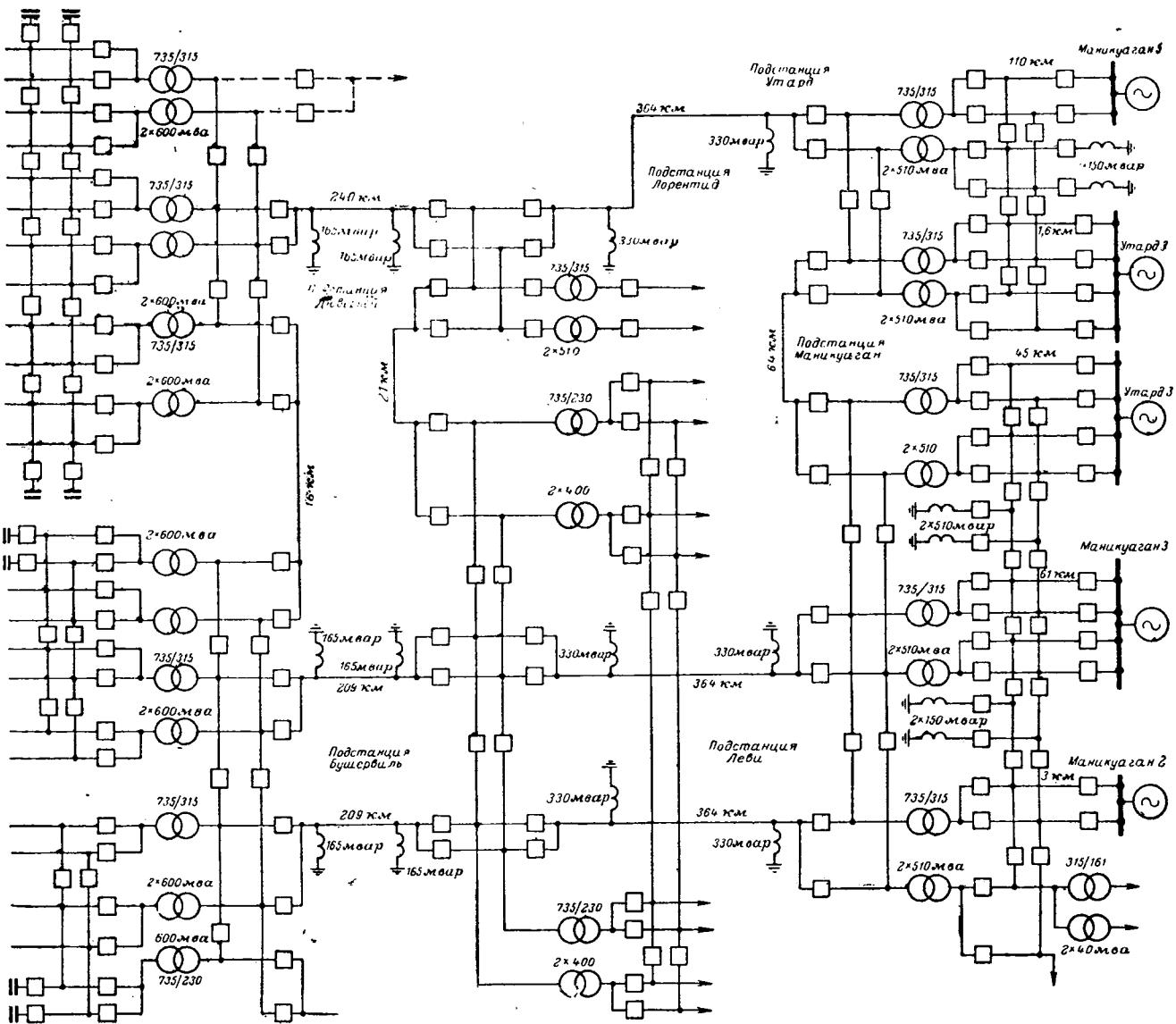


Рис. 2. Схема электропередачи 735 кв в Канаде.

Передаваемая мощность 5 300 Мвт; передаваемая энергия 27,5 млрд. квт·ч; ток 4 320 а; плотность тока 0,52 а/мм²; число часов использования максимум 5 200 ч.

Таблица 2

Наименование коммутации	Количество выключателей, участвующих в коммутации	Количество отключаемых элементов электропередачи
Отключение линии 315 кв	ОРУ 315 кв Три выключателя 315 кв (2 секционных и один автотрансформаторный)	Одна линия 315 кв
Повреждение выключателей 315 кв автотрансформатора	Три выключателя 315 кв (2 секционных и один автотрансформаторный) и два или три выключателя 735 кв	Автотрансформатор 735/315 и линия 315 кв
Повреждение секционного выключателя 315 кв	Четыре выключателя (два секционных и два выключателя двух разных автотрансформаторов)	Две линии 315 кв
Отключение линии 735 кв	ОРУ 735 кв Два линейных выключателя	Одна линия 735 кв
Отключение автотрансформатора 735/315	Два выключателя 735 кв на крайних секциях и три выключателя 735 кв на средней. Два выключателя 315 кв	Автотрансформатор 735/315 кв
Повреждение линейного выключателя 735 кв	Два выключателя 735 кв на крайних секциях и три выключателя 735 кв на средней (кроме поврежденного). Два выключателя 315 кв	Одна линия 735 кв, один автотрансформатор 735/315 кв
Повреждение секционного выключателя 735 кв	Три выключателя 735 кв. Четыре выключателя 315 кв	Два автотрансформатора 735/315 кв

16 линий 315 кв. В то же время такая наиболее распространенная коммутация, как отключение линий 315 кв, должна постоянно производиться тремя одновременно работающими выключателями, что является недостатком принятой схемы.

Следует также отметить, что несмотря на промежуточные отборы, установленная мощность автотрансформаторов на приемных подстанциях Бушервиль и Дюверней значительно больше, чем на повышительных подстанциях Маникуаган и Утард.

Внутренние перенапряжения. Для определения возможных уровней внутренних перенапряжений были проведены исследования переходных процессов на физических моделях и аналоговых вычислительных машинах.

Предусмотренные в проекте мероприятия по повышению бесперебойности электропередачи одновременно позволили обеспечить также и надежную защиту от внутренних перенапряжений, возникающих при разрывах электропередачи или АПВ. В процессе нормальной эксплуатации линии, когда параллельно работают три цепи и имеются поперечные связи между всеми подстанциями, полный разрыв электропередачи маловероятен. Для уменьшения вероятности совпадения аварийного разрыва одной из цепей с плановыми отключениями предусматривается, что даже в режимах минимальной нагрузки две цепи из трех постоянно находятся под напряжением. Начальный этап работы электропередачи при наличии только одной цепи, который будет продолжаться в течение первого года эксплуатации, по технико-экономическим соображениям не рассматривался в качестве расчетного при выборе уровней испытательных напряжений.

Исследования на физических моделях показали, что для ограничения длительных перенапряжений, возникающих при внезапном сбросе нагрузки, необходимо, чтобы шунтирующие реакторы были постоянно включены. В этом случае вынужденная составляющая перенапряжений не будет превышать

$1,5 U_{\Phi}$, в то время как при отсутствии реакторов она могла бы достигнуть величины $2 U_{\Phi}$. При проведении исследований на физических моделях учитывалось, что при современном уровне электроаппаратостроения воздушные выключатели 735 кв не будут давать повторных зажиганий и должны быть рассчитаны на отключение ненагруженных линий даже в режимах, когда напряжение на конце электропередачи достигает $1,5 U_{\Phi}$. Шунтирующие сопротивления порядка нескольких тысяч ом, установленные на контактах главных дугогасительных камер, позволяют ограничить перенапряжения при отключении ненагруженных трансформаторов в пределах до $2 U_{\Phi}$. Поэтому работы на физических моделях и аналоговых вычислительных машинах производились в направлении исследования переходных процессов, возникающих при включении линии. Результаты исследований показали, что при наличии шунтирующих реакторов, присоединенных к обоим концам электропередачи, перенапряжения при включении не превышают $2,1 U_{\Phi}$, а без реакторов достигают $2,8 U_{\Phi}$. Перенапряжения при трехфазном АПВ могут быть больше $2,1 U_{\Phi}$ в том случае, если остаточное напряжение на линии превышает к моменту повторного включения 0,3 его начального значения.

Исследования также показали, что при наличии шунтирующих реакторов возможности применения трехфазного АПВ ухудшаются вследствие того, что наличие контура из междуфазовых емкостей реактора приводит к повышению восстанавливающихся напряжений на аварийной фазе и увеличению времени горения дуги.

Описанные выше мероприятия, обеспечившие низкие величины внутренних перенапряжений, позволили отказаться от их принудительного ограничения. Установленные на подстанциях магнитные разрядники не были рассчитаны на ограничение опасных для изоляции внутренних перенапряжений, так как принятая схема электропередачи исключила вероятность их возникновения, кроме отмеченных выше случаев возникновения перенапряжений при АПВ. Поэтому было решено для ограничения перенапряжений при АПВ в порядке опыта оборудовать три выключателя встроенным активными сопротивлениями величиной 600 ом на полюс, которые вводятся в цепь на время включения линии. Конструкция всех остальных выключателей также предусматривает возможность дополнительной установки этих сопротивлений.

Характеристики вентильных разрядников и испытательные напряжения аппаратов и трансформаторов. Магнитные разрядники 735 кв, предназначенные для защиты аппаратов и трансформаторов от волн грозовых перенапряжений, приходящих с линии электропередачи 735 кв, отличаются от старых конструкций сниженными уровнями пробивных напряжений при атмосферных и внутренних перенапряжениях. Кроме того, эти разрядники имеют улучшенные характеристики, в числе которых снижение остающееся напряжение, повышенная надежность гашения, увеличенная пропускная способность и повышенная механическая прочность.

Разрядники для защиты трансформаторов и всего остального оборудования, установленного на подстанции, рассчитаны на напряжение гашения 636 кв, что соответствует коэффициенту заземления 0,87.

Разрядники, установленные на линии для защиты шунтирующих реакторов и находящиеся при коротких замыканиях в более тяжелых условиях, рассчитаны на напряжение гашения 686 кв, что соответствует коэффициенту заземления 0,93.

Характеристики разрядников

Наибольшее длительно приложенное к разряднику в эксплуатации напряжение, квд	425
Напряжение гашения разрядника в режиме работы при атмосферных перенапряжениях, квд	636—686
Нормируемый ток коммутационного перенапряжения, а	1 000
Остающееся напряжение при импульсном токе 10 ка, квм	1 600
Импульсное пробивное напряжение при волне $1.5 \times 50 \text{ мксек}$, квм	1 490
Пробивное напряжение при промышленной частоте, квд	850

Выбор испытательных напряжений при промышленной частоте и импульсных воздействиях производился на основании результатов исследований, показавших, что вероятность возникновения внутренних перенапряжений с кратностью выше, чем $2,1 U_{\Phi}$ очень мала, а также на основании характеристик вентильных разрядников, приведенных выше.

Импульсное испытательное напряжение при полной волне внутренней изоляции автотрансформаторов и шунтирующих реакторов, находящихся в непосредственной близости от разрядников, вначале было выбрано равным 2 050 кв_м. Однако с учетом того, что нормы Канады предусматривают допуск на амплитуду волны, равный $\pm 5\%$, для повышения надежности электрооборудования 735 кв импульсное испытательное напряжение при полной волне было принято равным 2 150 кв_м.

Импульсное испытательное напряжение при срезанной волне рассчитывалось без учета 5%-ной поправки и принято равным 2 360 кв_м. Одноминутное испытательное напряжение промышленной частоты автотрансформаторов и реакторов выбрано в соответствии с импульсным испытательным напряжением 2 150 кв_м по эмпирической формуле

$$U_{\text{исп}} = \frac{2150 - 40}{2,2} = 960 \text{ кв}_{\text{д.}}$$

Для всех остальных аппаратов, удаленных от разрядников, импульсное испытательное напряжение при полной волне принято равным 2 200 кв_м. Выдерживаемое напряжение внешней изоляции аппаратов и трансформаторов при промышленной частоте в сухом состоянии равно 960 кв_д, а под дождем — 850 кв_д. Приведенные цифры показывают, что выбранные испытательные напряжения внутренней и внешней изоляции трансформаторов и аппаратов соответствуют по методике, принятой в СССР, различным кратностям испытательных напряжений в диапазоне от 2,15 U_Ф до 2,7 U_Ф.

Наибольшие запасы имеет внутренняя изоляция силовых трансформаторов, а наименьшие — внешняя изоляция трансформаторов и аппаратов. Это обстоятельство и явилось основной причиной, по которой наибольшее рабочее напряжение для электропередачи в Канаде принято равным 735 кв вместо 765 кв, рекомендуемых МЭК.

Автотрансформаторы и аппараты 735 кв. Заказы, на изготовление автотрансформаторов и аппаратов были переданы пятнадцати европейским и американским фирмам, имеющим большой опыт в области изготовления электрооборудования сверхвысокого напряжения. Изготовление каждого аппарата или автотрансформатора было поручено не менее чем двум фирмам, что должно гарантировать качество изготовления и исключить возможность срыва поставок.

Силовые автотрансформаторы изготавливались пятью различными фирмами. Их мощность была выбрана с учетом описанных выше требований к схеме электропередачи.

Кроме того, на подстанциях Маникуаган и Утард габариты автотрансформаторов, а следовательно, и их мощность, были ограничены транспортными возможностями, так как перевозки производились морским путем. С учетом этого обстоятельства на подстанции Маникуаган установлены однофазные автотрансформаторы 735/315 кв мощностью 510 Мвт в группе без регулирования напряжения под нагрузкой.

Мощность автотрансформаторов, установленных на приемных подстанциях, принята равной 600 Мвт, а на промежуточных — 510 Мвт (автотрансформаторы 735/315 кв) и 400 Мвт (автотрансформаторы 735/230 кв с регулированием напряжения под нагрузкой).

Заказы на изготовление шунтирующих реакторов также были переданы пяти различным фирмам. В соответствии со схемой электропередачи для компенсации зарядной мощности участков линии разной длины реакторы изготавливались мощностью 330 и 165 Мвт в группе с допусками $\pm 2,5\%$. При конструировании реакторов было предусмотрено большое количество немагнитных зазоров, обеспечивающих линейность характеристики холостого хода в области до 150% наибольшего рабочего напряжения.

В процессе проектирования реакторов большое внимание уделялось вопросам механической прочности, главным образом мерам по защите от вибрации.

Все выключатели воздушного типа. Количество последовательных разрывов камер на один полюс изменяется от 12 до 14. Каждая колонна изоляторов выключателя, несущая ряд разрывов, оборудована собственным резервуаром воздуха. Из числа разработанных конструкций наибольшая высота выключателя достигает 16 м. Выключатели рассчитаны на номинальный ток 2 000 а в летнее время и на 2 500 а зимой. Отключающая способность при симметричной нагрузке равна 35 000 Мвт, что значительно превышает расчетную для проектируемой сети величину 25 000 Мвт. Время включения 0,06 сек и отключения 0,04 сек.

Все разъединители однополюсные с вертикальным перемещением ножа, рассчитанные на номинальный ток 3 000 а и кратковременный ток 30 000 а.

Электромагнитные трансформаторы применяются только на поперечных связях между подстанциями, где шунтирующие реакторы отсутствуют. Для магистральных линий предусмотрены более дешевые емкостные трансформаторы напряжения, состоящие из последовательно соединенных конденсаторов, установленных по спирали вокруг колонны, выполненной из опорных изоляторов. У обоих типов трансформаторов напряжения коэффициент трансформации 6 000 : 1 с классом точности 0,6.

Коэффициент трансформации трансформаторов тока, имеющих три вторичные обмотки, 2 000/5/5/5 а.

Подстанция 735 кв. При проектировании подстанций, кроме требований обеспечения повышенной надежности электропередачи, учитывались также и дополнительные особенности, связанные с необходимостью установки аппаратов и трансформаторов сверхвысокого напряжения.

В соответствии с выбранными испытательными напряжениями минимальное изоляционное расстояние по отношению к земле принято, так же как и на линиях электропередачи, равным 5,6 м, а между фазами — 10,7 м. При выбранных изоляционных расстояниях наименьший габарит в осах между фазами сборных шин составляет 12 м и между фазами выключателей — 13,2 м. Для уменьшения высоты металлических конструкций шины в открытом распределительном устройстве размещены на двух уровнях. На нижнем уровне применяются жесткие шины, состоящие из одиночных алюминиевых труб с наружным диаметром 113 мм. В связи с большой высотой аппаратов жесткие шины располагаются на высоте 10,7 м над уровнем земли и закрепляются на опорных изоляторах. Соединение с аппаратами производится гибкими проводами. На верхнем уровне гибкие шины, состоящие из двух расщепленных алюминиевых проводов в фазе диаметром 58,5 мм, располагаются на высоте 26,2 м, выбранной с учетом минимально допустимого изоляционного расстояния между верхними и нижними фазами, а также стрелы провеса гибких проводов. Расстояние между проводами в фазе 380 мм. Максимальная напряженность электрического поля на проводах ошиновки равна 26,7 кв_м/см. Размеры открытого распределительного устройства выбирались таким образом, чтобы обеспечить возможность производства ремонтных работ в любом месте подстанции.

Задача от прямых ударов молнии ошиновки второго яруса осуществляется с помощью сетки из заземленных троек, подвешенных на высоте 39,6 м.

В открытом распределительном устройстве 735 кв предусматривается установка резервной фазы для двух групп шунтирующих реакторов. Для присоединения резервной фазы реактора специально выделены 12 однофазных разъединителей и протяженная трубчатая ошиновка, установленная на опорных изоляторах. Предусматривается также, если такая необходимость возникнет, возможность установки дополнительных выключателей для управления шунтирующими реакторами в различных режимах.

От начала проектных работ до сдачи в эксплуатацию первой подстанции прошел 31 мес. Строительство первой очереди продолжалось 18 мес.

В окончательном виде подстанция Маникуаган будет стоить около 26 млн. канадских долларов, а ее первая очередь — 12 млн. долл. Составляющие полной стоимости приведены в табл. 3.

Таблица 3

Оборудование п/ст.	1965 г., %	Полное развитие, %
Трансформаторы и реакторы	34	40
Выключатели и разъединители	26	26
Измерительные трансформаторы	5	6
Управление и связь (включая кабели и их прокладку)	7	5
Ошиновка и изоляторы	5	4
Конструкции	10	9
Здания	3	1
Прочее, без оплаты стоимости земли	10	9

Данные, характеризующие количество различных типов изоляторов и объем материалов, необходимых для сооружения подстанции Маникуаган:

Колонны опорных изоляторов высотой 4,6 м — 300 шт.

Подвесные гирлянды изоляторов — 5 300 шт.

Трубы диаметром 113 мм — 2 800 м

Алюминиевые провода сечением 2 000 мм^2 — 23 000 м

Соединительная арматура (6 типов) — 700 шт.

Луженые медные провода сечением 250 мм^2 (без заземления) — 45 000 м

Оцинкованная сталь для конструкций — 1 200 тн

Бетон — 25 000 м³

Фибровые трубы — 50 000 м

Трасса линии электропередачи и климатические условия. Как показано на рис. 1, трасса линии электропередачи 735 кВ проложена вдоль берегов р. св. Лаврентия. На участке от повышительных подстанций до г. Квебека все три цепи будут проходить по северному берегу реки. Две цепи, присоединенные на отправном конце к подстанции Маникуаган, пересекают реку, затем идут до промежуточной подстанции Левис и далее по южному берегу до приемной подстанции Бушервиль. Третья цепь, присоединенная на отправном конце к подстанции Утард, проходит до конца по северному берегу и присоединяется к приемной подстанции Дюверней.

В связи с тем, что один из участков линии второй очереди будет введен в эксплуатацию в ближайшее время, было решено обе цепи расположить на общей полосе отчуждения, равной 163 м. Расстояние между осями параллельных цепей принято равным 71,5 м, а расстояние от оси каждой линии до границы полосы отчуждения — 45,7 м. Районы, в которых проходит трасса линий электропередачи, характеризуются повышенной скоростью ветра и сильным гололедообразованием.

При проектировании линии принимались следующие сочетания климатических условий:

1. Нормативный скоростной напор на провода $Q = 32 \text{ кг}/\text{м}^2$. Провода и тросы покрыты гололедом с толщиной стенки 12,7 мм. Нормативный скоростной напор на площадь одной грани опор $Q = 146,5 \text{ кг}/\text{м}^2$.

2. Нормативный скоростной напор на провода $Q = 66 \text{ кг}/\text{м}^2$. Гололедная нагрузка отсутствует. Нормативный скоростной напор на площадь одной грани опоры $Q = 146,5 \text{ кг}/\text{м}^2$.

Выбор проводов. Для электропередачи 735 кВ, где эффект короны оказывает очень большое влияние на выбор сечения проводов, технически целесообразными явились приведенные в табл. 4 различные сочетания при расщеплении фазы на три или четыре провода.

В расчетах, кроме стоимости линии с проводами того или иного сечения учитывались также потери на нагрев и корону, а также то обстоятельство, что при выбранных проводах уровни радиопомех не должны превышать нормированных значений. Кроме того, учитывалась целесообразность унификации и использования в связи с этим проводов типа «Берсемис», применяемых в Канаде на линиях 315 кВ (табл. 4, вариант 5). Действительно, результаты технико-экономического сравнения позволили рекомендовать этот вариант. Максимальная напряженность электрического поля на поверхности фазы, состоящей из четырех расщепленных проводов диаметром 3,5 см при расстоянии между ними 45 см, оказалась равной 21 кВ/см, а среднегодовые потери на корону для одной цепи приняты в проекте равными 11 000 кВт·ч/км, или 1,5 кВт/км, т. е. ожидались такой же величины, как и на линиях 315 кВ с одиночными приводами типа «Берсемис». Необходимо отметить, что эти цифры потерь на корону, приведенные в докладах представителей Канады на сессии Сигре в 1966 г., явно занижены. В действительности среднегодовые потери мощности на корону должны быть не менее 7—8 кВт/км. Потери на нагрев проводов составляют менее 2% от максимальной величины передаваемой мощности. Плотность тока 0,52 а/мм².

Радиопомехи измерялись после ввода первой цепи в эксплуатацию с помощью прибора Стоддарт М-20В. Результаты измерений при частоте 1 Мгц показали, что в хорошую

погоду уровень радиопомех под линией составляет 178 МкВ/м, или 45 дБ, а наибольший уровень радиопомех достигает 5 600 МкВ/м, или 75 дБ. При измерениях на расстоянии 32,5 м от крайней фазы линии наибольший уровень радиопомех снизился до 1 800 МкВ/м, или 65 дБ. Результаты измерений показали хорошее совпадение с уровнями радиопомех на линиях 315 кВ, эксплуатация которых не мешает нормальной работе расположенных вблизи радиостанций и радиоприемников.

Выбор линейной изоляции и арматуры. Защита от атмосферных перенапряжений. Расчетные кратности внутренних перенапряжений и изоляционные расстояния приняты одинаковыми для линий и подстанций. В соответствии с выбранной расчетной кратностью 2,1U_ф изоляция линии должна выдерживать под дождем воздействие внутренних перенапряжений, равное 1 260 кВ_м. Для учета атмосферных условий и возможности появления в гирляндах одного-двух дефектных изоляторов в качестве расчетного было принято несколько повышенное значение выдерживаемого напряжения, равное 1 350 кВ_м.

Определение количества элементов в гирлянде производилось на основании результатов мокроразрядных испытаний длинных гирлянд изоляторов в полевой лаборатории фирмы Дженерал-Электрик (США). Испытания при коммутационных волнах 200 × 3 000 мкsec производились на макете опоры 735 кВ, на одиночных и сдвоенных гирляндах с V-образной подвеской. На основании результатов испытаний выбрана гирлянда из 35 подвесных изоляторов строительной высотой 14,6 см и диаметром тарелки 26,7 см. Изоляционное расстояние между проводами и заземленными частями опоры, так же как и на подстанциях, равно 5,6 м. На промежуточных, анкерных и переходных опорах применяются подвесные изоляторы, рассчитанные на электромеханическую нагрузку соответственно 6,8; 11,3 и 16,3 т и окрашенные для удобства эксплуатационного персонала в коричневый, серый и синий цвета. Вследствие больших электромеханических нагрузок каждая гирлянда комплектуется из двух цепей.

Провода всех трех фаз подвешиваются на V-образных гирляндах. Поддерживающие зажимы крепятся к плоскому литому коромыслу, которое обеспечивает расположение проводов фазы по вершинам квадрата. Натяжные гирлянды выполнены из четырех параллельных цепей, состоящих из 35 изоляторов. В пролетах смонтированы литые алюминиевые распорки, установленные на расстоянии 60—70 м друг от друга и являющиеся одновременно гасителями вибраций.

Линии электропередача защищены тросами по всей длине. Угол защиты тросов принят равным 20° для крайних фаз и 40° для средней. Заземляющие устройства выполнены в виде протяженных заземлителей, соединяющих между собой все

Таблица 4

№ вариантов	Количество проводов в фазе	Сечение одногранного провода, мм^2	Количество проводов
1	3	1 170	91
2	3	1 120	72/19
3	4	484	54/7
4	4	644	54/19
5	4	690	42/7

Примечание. В числителе указано количество алюминиевых проволок, в знаменателе — стальных.

пряженность электрического поля на поверхности фазы, состоящей из четырех расщепленных проводов диаметром 3,5 см при расстоянии между ними 45 см, оказалась равной 21 кВ/см, а среднегодовые потери на корону для одной цепи приняты в проекте равными 11 000 кВт·ч/км, или 1,5 кВт/км, т. е. ожидались такой же величины, как и на линиях 315 кВ с одиночными приводами типа «Берсемис». Необходимо отметить, что эти цифры потерь на корону, приведенные в докладах представителей Канады на сессии Сигре в 1966 г., явно занижены. В действительности среднегодовые потери мощности на корону должны быть не менее 7—8 кВт/км. Потери на нагрев проводов составляют менее 2% от максимальной величины передаваемой мощности. Плотность тока 0,52 а/мм².

Радиопомехи измерялись после ввода первой цепи в эксплуатацию с помощью прибора Стоддарт М-20В. Результаты измерений при частоте 1 Мгц показали, что в хорошую

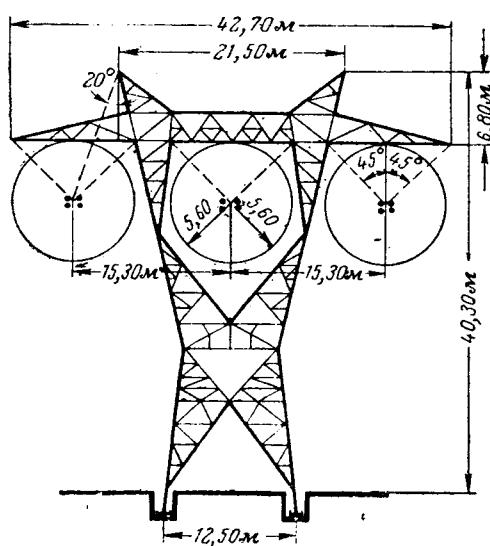


Рис. 3. Одноцепная промежуточная опора типа «дельта».

Вес 25 т. Габариты до земли: 12,1 м — минимальный габарит в местности, доступной только для пешеходов; 13,5 м — в населенных местах; 15,2 м — на пересечениях с дорогами первого класса.

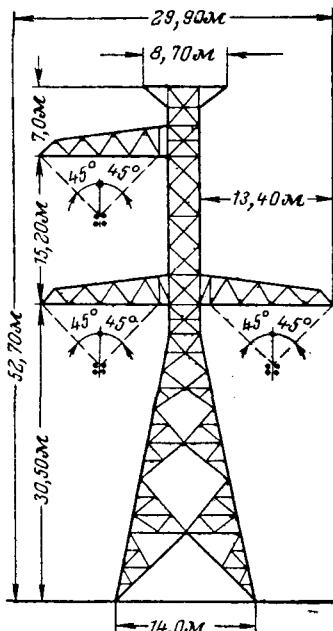


Рис. 4.

фундаменты опор. Сопротивление заземления 30 см. В связи с возможностью обрыва троса при гололеде и с учетом малой вероятности грозового поражения защита переходных пролетов тросом не предусматривается. Означается, что при большой высоте переходных опор, достигающей 180 м, эффективность тросовой защиты вообще сомнительна. Кроме того, ни один переход не находится ближе чем на расстоянии 8 км от подстанции.

Конструкции опор и выбор расчетного пролета. Стремление уменьшить количество аварийных отключений и тяжелые климатические условия вдоль трассы линии привели к применению одноцепочных промежуточных свободностоящих стальных опор с горизонтальным расположением проводов типа «дельта», которые по опыту их эксплуатации в США являются

наиболее надежными (рис. 3).

Вес промежуточной опоры высотой 40,4 м оказался равным 25 т (вместе с фундаментом).

Длина траверсы 42,6 м. При выборе расстояния между опорами рассматривались варианты с пролетами длиной 275, 365, 460 и 550 м при расчетной величине тяжения по проводу, равной 15; 17,5; 20 и 25% разрывного усилия провода, и температуре окружающего воздуха -1°C .

В результате расчетов был выбран пролет длиной 460 м.

Кроме нормальных промежуточных опор, на первой цепи линии электропередачи установлены опоры различных типов, перечисленные в табл. 5.

Опоры для углов поворота 15, 30 и 45° имеют такую же конфигурацию, как и промежуточные, но рассчитаны не только на вертикальные нагрузки от веса проводов, но и на нагрузки, действующие под соответствующими углами в горизонтальной плоскости.

Показанные на рис. 4 опоры на углы поворота более 45° и транспозиционные опоры выполнены в виде одностоячих конструкций с треугольным расположением проводов. Каждая из этих опор весит 55 т. Вдоль трассы линии электропередачи имеется четыре больших перехода через реки Сегеней и Св. Лаврентия. Основные характеристики переходов приведены в табл. 6.

На переходах подвешены специальные усиленные провода, состоящие из 37 стальных и 23 алюминиевых проволок диаметром соответственно 3,07 и 3,2 мм. Расстояние между фазами 24,2 м. Для всех переходов запроектирована одна конструкция опоры без тросов типа «рюмка». Необходимая высота опор для каждого из переходов получается за счет применения подставок. Переходные опоры рассчитаны на неравновесенное тяжение каждой фазы, равное 18,2 т. Обрыв

Таблица 5

Тип опоры	Угол по-вортова, град	Тип зажима	Количества опор
Промежуточная нормальная	0	Поддерживающий	1 135
Угловая	5	Натяжной	210
"	15	"	
"	30	"	82
"	45	"	
"	60	"	
"	90	"	
Промежуточная для больших пролетов	0	Поддерживающий	7
Анкерная для больших пролетов	0	Натяжной	6
Транспозиционная	0	Поддерживающий	12
Всего опор			1 452

проводов в качестве расчетного случая не рассматривался. Необходимо отметить, что фундаменты третьего из перечисленных в табл. 6 переходов установлены на искусственных островах размером в плане 65 × 105 м, рассчитанных также на опоры второй цепи. Сооружение искусственных островов позволило уменьшить длину переходного пролета с 2 225 до 1 600 м, струлу провеса проводов — в 2 раза и высоту промежуточных опор — на 90 м.

Монтажные работы. Установка первых опор была начата в апреле 1964 г. Монтаж опор первой цепи продолжался 15 мес. Пять бригад в течение одной недели монтировали 20 опор.

На участках с пересеченным рельефом местности опоры монтировались методом наращивания с помощью секционной алюминиевой вантовой стрелы высотой до 27 м. На более ровных участках, которых на трассе оказалось значительно меньше, для установки опор использовали смонтированный на тракторе кран с телескопической стрелой. Раскатка проводов производилась под тяжением и поэтому в процессе монтажа провода не касались земли, что уменьшило вероятность появления местной короны.

Для строительства первой очереди линии потребовалось 55 тыс. т стали, 7 700 км провода, 1 270 км троса, 700 тыс. изоляторов, 24,5 тыс. распорок и 6,5 тыс. зажимов.

Пусковые испытания. Пусковые испытания были начаты в сентябре 1965 г. В первую очередь производилось включение участка первой цепи длиной 364 км между гидроэлектростанцией Маникуаган 2 и подстанцией Леви. Предварительно для ограничения перенапряжений при включении было понижено до 5 кв напряжение на шинах генераторов гидроэлектростанций и выведены регуляторы возбуждения. Линию заряжали постепенно, пока напряжение на открытом конце не достигло 780 кв. Синхронизация с системой 230 кв производилась на подстанции Леви. После синхронизации по линии в течение 5 ч передавалось около 300 Мвт. На следующий день включение этого участка производилось способом самосинхронизации при наличии связи гидроэлектростанций Маникуаган с местной сетью 315 кв. Перенапряжение при включении на открытом конце у подстанции Леви достигли максимального значения 1 100 кв и после 50 сек установились на уровне 960 кв. При последующих испытаниях были включены

Таблица 6

Наименование перехода	Длина переходного пролета, м	Схема перехода	Высота переходных опор, м	Вес переходных опор, т	Примечание
Переход через р. Сегеней	1 780	А—А	34,3 и 38,6	150 и 170	—
Переход с Северного берега р. Св. Лаврентия на остров Орлеан	1 270	А—П—П—А	110	370	Анкерные опоры — высотой 34,8 м; вес 140 т
Переход с острова Орлеан на Южный берег р. Св. Лаврентия	1 600	А—П—П—А	168	630	Анкерные опоры высотой 37,8 и 41 м
Переход через р. Св. Лаврентия для связи подстанций Леви и Лорентид	1 100	А—П—П—А	124	415	—

Таблица 7

Характеристика выключателя	Напряжение относительно земли на шинах 735 кв перед включением	Количество испытаний	Зарегистрированные перенапряжения, кв	
			Максимальное значение	Среднее значение
Активное сопротивление 50 ом, шунтирующее каждую дугогасительную камеру	149 174	6 4	451* 522	359 445
Шунтирующие сопротивления отсутствуют	136 170	5 2	435 524*	405 504

* Эти значения были получены при шунтировании во время опыта четырех дугогасительных камер выключателя.

регуляторы возбуждения, а напряжение на шинах генераторов повышенено до 7 кв. Затем была проведена серия опытов по включению линии без активных сопротивлений шунтирующих контакты выключателей, а затем при их наличии. Задача исследований состояла в определении влияния активных сопротивлений, вводимых в цепь при включении, на уровень внутренних перенапряжений.

Результаты измерений, приведенные в табл. 7, показали, что при наличии активных сопротивлений перенапряжения изменяются в пределах 2,4—3U_ф, а при их отсутствии — от 3 до 3,1U_ф.

Таким образом, в рассматриваемой схеме при наличии трех генераторов на ГЭС и одного трансформатора 315/735 кв уровень зарегистрированных перенапряжений оказался достаточно высокими, что объясняется влиянием повышенного реактанса передающей системы. В этом случае влияние активных сопротивлений на уровень внутренних перенапряжений оказалось очень небольшим. Опыты при АПВ было решено не производить из-за возможности возникновения опасных для изоляции перенапряжений.

Результаты измерений внутренних перенапряжений при отключении участка Маникуаган—Леви показали, что в соответствии с техническими условиями повторные зажигания у выключателей 735 кв не наблюдались.

В табл. 8 приведены результаты измерений внутренних перенапряжений при отключении участка линии Маникуаган—Леви.

На следующем этапе измерения производились при включении и отключении участка линии 735 кв между подстанциями Бушервиль и Леви. Включение производилось со стороны подстанции Бушервиль, которая связана со значительно более мощной приемной системой, чем подстанция Леви. Были проведены также опыты по измерению перенапряжений при АПВ с бестоковой паузой 0,4 сек на коротком участке, соединяющем подстанции Леви и Лорентид, не имеющем шунтирующих реакторов. Наличие электромагнитных трансформаторов напряжения обеспечило быстрое стекание зарядов и снижение остаточного напряжения до 15% первоначальной величины.

Зарегистрированные при АПВ перенапряжения не превышали 2,1U_ф, что хорошо совпадает с результатами исследований на моделях.

Были также произведены измерения параметров линии и установлено их соответствие расчетным данным. Сопротивление заземляющего устройства на подстанциях Бушервиль и Леви оказалось равным примерно 0,1 ом. На подстанции Маникуаган, расположенной в плохо проводящих грунтах, сопротивление заземляющего устройства значительно выше и составляет около 0,5 ом.

Таблица 8

Тип выключателя	Напряжение на шинах перед отключением (% к наибольшему рабочему напряжению 735 кв)	Количество испытаний	Кратности внутренних перенапряжений		Количество шунтируемых дугогасительных камер
			Максимальное значение	Среднее значение	
С активным сопротивлением 18 000 ом	70,8	4	1,84	1,36	0
	73,5	3	1,83	1,39	0
	101,5	2	1,42	1,22	2
С активным сопротивлением 28 000 ом	83	3	1,52	1,25	0
	92,5	2	1,31	1,21	4

Результаты измерений электростатических и электромагнитных влияний на линии связи, трасса которых проходит параллельно линии электропередачи 735 кв, показали что эти влияния не превышают нормированных значений.

Ввод в эксплуатацию первой очереди электропередачи. После окончания продолжавшихся один месяц пусковых испытаний в октябре 1965 г. началась промышленная эксплуатация первой очереди электропередачи. В течение нескольких недель под напряжением находился только первый участок линии между гидроэлектростанцией Маникуаган 2, на которой работают пять гидрогенераторов, и подстанцией Леви, связанной через автотрансформатор 735/230 кв с сетью 230 кв. В этот период линию, соединяющую подстанции Леви и Лорентид, еще нельзя было включить из-за того, что работы по монтажу автотрансформатора 735/315 кв на подстанции Лорентид еще не были закончены. На последующем этапе к первому участку электропередачи была присоединена линия, соединяющая подстанции Бушервиль и Леви. В декабре 1965 г. после окончания монтажа автотрансформатора 735/315 кв на подстанции Лорентид была включена линия, соединяющая обе промежуточные подстанции в районе Квебека.

Во время эксплуатации серьезные нарушения нормально-го режима работы электропередачи не наблюдались. В течение описываемого периода произошло два случая повреждения аппаратов. Через несколько часов после включения под напряжение на одной фазе шунтирующего реактора были обнаружены местные перегревы и она была заменена. Повреждение произошло из-за дефектов в изоляции. Остальные фазы этого реактора продолжали нормально работать. Во время второй аварии взорвался один из трансформаторов тока. В результате возникшего пожара были повреждены фазы ближайшего выключателя и разъединителя. Причиной повреждения оказалось дефектное крепление электростатического экрана со стороны высокого напряжения. Кроме того, зарегистрировано несколько случаев отключения линии, произошедших из-за неправильной работы релейной высокочастотной защиты. После наладки защиты ложные отключения линии прекратились. По описанной выше схеме электропередача должна эксплуатироваться до осени 1966 г.

Ввод в промышленную эксплуатацию первой очереди электропередачи Маникуаган—Монреаль показал, что при современном уровне техники можно обеспечить надежную и экономическую передачу больших потоков мощности на расстояние около 600 км при сверхвысоком рабочем напряжении 735 кв.

Канд. техн. наук А. Н. Шеренцис



Профессор А. А. ФЕДОРОВ

(К 60-летию со дня рождения)

В январе этого года исполнилось 60 лет профессору Анатолию Анатольевичу Федорову — видному специалисту в области электроснабжения промышленных предприятий.

А. А. Федоров начал свою трудовую деятельность в 1922 г. на одном из московских предприятий. В 1926 г. он вступил в Коммунистическую партию, а в 1931 г. окончил Московский энергетический институт.

С 1933 по 1935 г. Анатолий Анатольевич работал в Московском электромеханическом институте инженеров железнодорожного транспорта ассистентом, доцентом и заведующим кафедрой электротехники по вечернему отделению. С 1935 по 1939 г. он работал в Норильске главным механиком и главным энергетиком Норильскстроя, а с 1939 г.—на строительстве Усть-Каменогорской ГЭС и заместителем главного инженера Алтайэнерго.

С 1942 г. А. А. Федоров работает в МЭИ.

В 1947 г. после защиты диссертации ему присваивается учена степень кандидата технических наук; в 1948 г. он становится доцентом, а в 1962 г.—профессором.

В этом же году А. А. Федорова назначают заведующим кафедрой электроснабжения промышленных предприятий Волжского филиала МЭИ и проректором МЭИ. С 1966 г. он заведует кафедрой промышленного электроснабжения МЭИ.

Анатолия Анатольевича отличают це-

леустремленность в работе и огромная энергия ученого-организатора. Наиболее ярко эти качества проявились у него после того, как в 1961 г. по поручению ректората и партийной организации МЭИ он приступил к созданию в Чувашской АССР Волжского филиала МЭИ, который в настоящее время располагает многочисленными учебными и лабораторными корпусами, студенческим городком.

Анатолий Анатольевич вложил много сил и энергии в дело оснащения лабораторий (их более 60) современным учебным и экспериментальным оборудо-

П. А. Ионкин, И. Д. Лордкипанидзе, Н. А. Мельников, Ю. Л. Мукосеев, В. Е. Розенфельд, А. С. Сандлер, Г. В. Сербиновский, М. М. Соколов, Г. А. Сисоян, Е. В. Чеботарев, М. Г. Чиликин, Н. Ф. Шишкин и др.

Профессор Н. П. ЕРМОЛИН

(К 60-летию со дня рождения)

В ноябре 1966 г. исполнилось 60 лет со дня рождения и 35 лет научно-педагогической деятельности доктора технических наук, профессора Николая Пантелеимоновича Ермолина — широко известного специалиста в области электрических машин.

Основная деятельность Н. П. Ермолина протекала в Ленинградском электротехническом институте им. В. И. Ульянова (Ленина), где он прошел путь от студента и аспиранта до профессора, заведующего кафедрой электрических машин и проректора по учебной работе.

После окончания в 1931 г. ЛЭТИ Н. П. Ермолин был оставлен в нем аспирантом и преподавателем. В 1934 г. Н. П. Ермолину была присуждена учена степень кандидата технических наук, в 1947 г.—доктора технических наук. Ученые звания доцента и профессора он получил соответственно в 1935 и в 1948 г.

На кафедре электрических машин ЛЭТИ под руководством Н. П. Ермоли-

на выполнено большое количество научно-исследовательских работ, темами которых являются: разработка вопросов

ванием. Его усилиями за короткий срок создан высококвалифицированный научно-педагогический коллектив (около 200 человек профессорско-преподавательского состава). В настоящее время А. А. Федоров проводит большую работу по дальнейшему расширению специализаций в филиале, что позволяет в скором времени превратить его в многоотраслевой вуз.

А. А. Федоров был избран депутатом Верховного Совета Чувашской АССР, а в 1965 г. ему присваивается почетное звание заслуженного деятеля науки и техники Чувашской АССР.

За годы своей научно-педагогической деятельности Анатолий Анатольевич опубликовал более 50 научных работ. Он один из инициаторов введения в ГОСТ напряжения 20 кв. Им впервые создан учебник по курсу «Электроснабжение промышленных предприятий», выдержавший с 1951 г. три издания и переведенный на многие языки за рубежом. В 1954 г. под его руководством авторским коллективом написан капитальный труд «Справочник электрика промышленных предприятий», а в 1961—1963 гг.—«Справочник энергетика промышленных предприятий». Учебники и учебные пособия профессора А. А. Федорова доступны широкому кругу специалистов и практиков, работающих на промышленных предприятиях.

Поздравляя Анатолия Анатольевича с шестидесятилетием, желаем ему долгого здоровья и новых больших творческих успехов.



таких, в том числе в 14 книгах, некоторые трических машин малой мощности, исследование переходных процессов, исследование шума и вибраций электрических машин.

Результаты этих научных исследований опубликованы в 55 научных работах, в том числе в 14 книгах, некоторые из которых выдержали по 2—3 издания.

Опубликованные труды используются в учебном процессе вузов, а также рядом научных организаций и промышленных предприятий для совершенствования конструкции и технологии и улучшения экономических и эксплуатационных показателей выпускаемых электрических машин.

Особо следует выделить его монографии: «Переходные процессы в машинах постоянного тока» (1951 г.) и «Электрические машины малой мощности» (1962 г.), которые явились важным вкладом в развитие теории электрических машин и получили признание элек-

протехнической общественности. Следует также отметить книги «Расчет мало-мощных коллекторных машин» (1955 г.), «Расчет малоомощных трансформаторов» (1957 г.) и «Расчет силовых трансформаторов» (1964 г.).

На посту проректора по учебной работе Н. П. Ермолин многое сделал для улучшения качества подготовки инжене-

ров-электриков, выпускаемых ЛЭТИ им. В. И. Ульянича (Ленина).

Много внимания уделяет Н. П. Ермолин подготовке и росту научных кадров. Под его руководством ряд аспирантов и инженеров успешно защитили диссертации.

Свою большую творческую, научную и педагогическую деятельность Н. П. Ер-

молин совмещает с активной общественной работой.

За многолетнюю плодотворную работу в высшей школе он награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Исключительное трудолюбие, высокая принципиальность и требовательность в работе снискали профессору Н. П. Ермолину глубокое уважение сотрудников.

**А. Е. Алексеев, М. И. Алябьев, А. В. Башарин,
Н. П. Богородицкий, Д. В. Васильев, А. Г. Граммаков,
П. М. Ипатов, Б. П. Козырев, Б. И. Норневский и др.**

Профessor Н. П. КУНИЦКИЙ

После продолжительной и тяжелой болезни скончался доктор технических наук, профессор Николай Петрович Куницкий, видный ученый, один из ведущих специалистов в области автоматизированного электропривода металлургических механизмов, начальник лаборатории ВНИИэлектропривод.

Н. П. Куницкий родился в 1903 г. в Ярославле в семье инженера-технолога. После окончания в 1926 г. Киевского политехнического института он работал на Днепропетровском металлургическом заводе, на Штеровской электростанции, на электромеханическом заводе «Вольта», на Уралмашзаводе и на заводе «Динамо» им. С. М. Кирова.

Работая с 1934 по 1966 г. в таких научно-исследовательских организациях, как ВНИИ подъемно-транспортного оборудования, МВТУ им. Баумана, Центральный научно-исследовательский институт черной металлургии им. Н. П. Бардина и ВНИИ «Электропривод»,



Н. П. Куницкий внес большой вклад в развитие теории и практики автоматизированного электропривода.

Большая заслуга Н. П. Куницкого состоит в разработке инженерных методов расчета сложных систем автомати-

зированных электроприводов. Его первые работы принадлежат семье монографий и 80 статей. Кроме того, он является автором 8 авторских свидетельств.

По книгам Н. П. Куницкого учились целые поколения электроприводчиков.

Свою научную и производственную деятельность Николай Петрович успешно сочетал с большой педагогической работой. С 1932 г. он преподавал в МВТУ им. Баумана, а позднее — во ВЗПИ, где им подготовлено 12 кандидатов технических наук и более 120 инженеров, дипломными работами которых он руководил.

После успешной защиты диссертации в 1962 г. решением ВАК Н. П. Куницкий был утвержден в ученой степени доктора технических наук, в 1963 г. ему присвоено ученое звание профессора.

Светлая память о Николае Петровиче Куницком — чутком и отзывчивом человеке — навсегда сохранится в сердцах знаящих его людей.

**Главэлектроаппарат Министерства
электротехнической промышленности
Всесоюзный научно-исследовательский
институт ВНИИ «Электропривод»
ЦНИИЧермет им. Бардина
Всесоюзный заочный политехнический институт
Московское высшее техническое
училище им. Баумана
Редколлегия журнала «Электричество»**

А. Д. Дроздов. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С ФЕРРОМАГНИТНЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ В РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЕ

Изд-во «Энергия», 1965, 240 стр., 77 к.

Книга, посвященная специально электрическим цепям с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, выпущена впервые. Перед ее автором стояла нелегкая задача—систематизировать широкий круг вопросов, определяющий методы расчета, выбор конструкций и оптимальные параметры многих устройств релейной защиты. Большое место в книге уделено магнитным трансформаторным реле, исследования и разработка которых проведены автором книги на кафедре электрических станций и систем Новочеркасского политехнического института.

В гл. I книги рассматриваются общие свойства катушек с ферромагнитными сердечниками, уделено большое внимание выбору расчетной кривой намагничивания или аппроксимирующих формул для расчетов задач, в которых анализируется детальный ход по времени кривых тока и напряжения, показывается возможность выполнения таких расчетов с достаточной точностью с помощью так называемой средней симметричной кривой намагничивания. В отличие от принимаемой в книге И. М. Сироты «Переходные режимы работы трансформаторов тока» и некоторых других работах методики расчета А. Д. Дроздов справедливо утверждает возможность выполнения расчетов без учета частных циклов перемагничивания и подчеркивает большое влияние на точность расчетов правильности выбора вида расчетной кривой намагничивания. Такой подход к исследованию представляет собой определенный прогресс по сравнению с методикой расчета с учетом частных циклов перемагничивания.

Однако так как в области высоких насыщений средняя симметрическая кривая намагничивания практически совпадает с амплитудной динамической характеристикой, нельзя согласиться с безоговорочным утверждением автора на стр. 19 книги о неприменимости амплитудной динамической характеристики для определения кривых тока и напряжения, когда большая по времени часть процесса происходит за перегибом кривой, в области насыщения. Расчеты в этой области занимают преобладающее место в технике релейной защиты, и опыт применения для таких расчетов амплитудной динамической кривой намагничивания показал в целом хорошие результаты. Амплитудная динамическая кривая намагничивания как исходное условие расчета имеет большое преимущество по сравнению со средней симметричной кривой, так как первая может быть всегда получена простыми средствами. Поэтому дальнейшие исследования методики расчета кривых тока

и напряжения должны идти по пути определения области применения амплитудной динамической характеристики, наиболее целесообразной аппроксимации этой характеристики и возможной корректировки констант характеристики в зависимости от расчетного максимума индукции с целью приближения к средней симметричной кривой.

При рассмотрении вольт-амперных характеристик действующих значений тока и напряжения, имеющих наибольшее применение в расчетах и эксплуатации, автор ограничивается одним общим указанием о замене несинусоидальных э. д. с. и токов эквивалентными синусоидальными величинами, не показав динамики соотношений между действующим значением гармоники основной частоты и высшими гармоническими. При анализе режимов работы трансформаторов тока, определении тока небаланса фильтров, дифференциальных защит и т. д. часто необходимо знать содержание гармонических в токах намагничивания при синусоидальной индукции. Большой практический интерес представляет определение амплитуд э. д. с. при насыщении стали сердечников, что, к сожалению, совершенно обойдено в книге при рассмотрении вольт-амперных характеристик при синусоидальном изменении тока.

В гл. II даны сведения по расчету погрешностей и выбору трансформаторов тока для релейной защиты по кривым 10%-ной кратности в объеме, обычном для общих курсов по релейной защите. В книге не упоминается о несоответствии методик построения кривых 10%-ной погрешности заводской и принятой в «Руководящих указаниях по релейной защите», о неточностях терминологии в заводской методике и о несовершенстве методики «Руководящих указаний», не учитывающей предельно допускаемых индукций при насыщении. Кроме того, в книге не освещены режимы работы трансформаторов тока при переходных режимах, без комментариев приведены необоснованные коэффициенты переходных процессов из «Руководящих указаний» 1948 г.

Интересной и ценной частью гл. II является § 2, где дано обоснование экспериментального исследования характеристик трансформаторов тока.

Глава III занимает особое место в книге. Здесь впервые всесторонне рассматривается вопрос о бросках тока намагничивания при включении силовых трансформаторов. Показана зависимость амплитуды броска от параметров трансформатора и параметров сети, в которой включен трансформатор. Рассмотрены особенности возникновения броска

тока намагничивания при включении группы однофазных и трехфазного трансформаторов. Показано токораспределение броска тока во вторичных цепях трансформаторов тока. Рассмотрено действующее значение броска тока за первый период. Дан расчет броска тока намагничивания в энергосистеме и пример расчета. Рассмотрено затухание процесса включения и дан гармонический анализ броска тока. Полное изложение всего комплекса вопросов, связанных с вычислением броска тока намагничивания, может быть хорошей базой для практических расчетов.

Главы IV—VIII посвящены магнитным трансформаторным реле для дифференциальных защит генераторов и трансформаторов. Здесь подробно рассмотрено токораспределение в схемах дифференциальных защит, применение торможения, характеристики дифференциальной защиты в комплексной плоскости токов. Рассмотрены тормозные характеристики для электромагнитных реле с механическим торможением. Показывается, что уравнение срабатывания реле, состоящего из двух электромагнитов, вращающие моменты которых пропорциональны квадрату н. с., с достаточной точностью выражает характеристики магнитных трансформаторных реле, что подтверждается сходностью характеристик обоих видов реле. При этом в книге не отражены ограничение возможной величины коэффициента торможения и трудности, связанные с признаком реле с магнитным торможением качества дифференциально-фазных реле.

Нельзя считать удачным изложение принципа действия насыщающихся трансформаторов дифференциальной защиты по графику, изображенному на рис. 5.1. Лучше было ограничиться приведенной на том же рисунке схемой замещения трансформатора, так как это хорошо связывается с последующим пояснением и расчетом насыщающихся трансформаторов тока по кривым двойного намагничивания. При этом можно было показать влияние полных потерь в стали, которые оказывают влияние на величину коэффициента распределения.

Уточнение расчетов насыщающихся трансформаторов тока имеет существенное значение, так как стремление к получению оптимальной величины относительного тока срабатывания привело к очень малому коэффициенту запаса по срабатыванию в промышленных образцах реле. Это положение подтверждается в выводах § 5-5 книги, но не нашло отражения в приведенных примерах расчета.

При рассмотрении токов небаланса дифференциальной защиты автор по-

казал рекомендуемую «Руководящими указаниями по релейной защите» методику расчета тока небаланса и уточненные способы его расчета, однако не сделал сопоставления приведенных способов расчета с методикой, принятой в «Руководящих указаниях», что во многом обесценивает приведенный анализ.

В гл. VI хорошо изложены принцип действия, расчет параметров и пути повышения эффективности отстройки насыщающихся трансформаторов с повышенным подмагничиванием от апериодической составляющей броска тока намагничивания. Здесь следовало остановиться на возможном снижении эффективности насыщающихся трансформаторов при подключении защиты к сильно нагруженным и маломощным трансформаторам тока, что имело место в эксплуатации.

В гл. VII при описании магнитных трансформаторных реле с двумя сердечниками автор вновь возвращается к рассмотрению процесса протекания синусоидального тока в первичной обмотке насыщающегося трансформатора, описанного ранее в гл. I. При этом он применяет аналитическое выражение кривой намагничивания и дает аналитическое выражение для амплитуды э. д. с., действующего значения, 1-й и 3-й гармонических э. д. с. В этих вы-

ражениях не учитываются потери в стали сердечника, что существенно оказывается не только на точности расчета амплитуды э. д. с., но и на характере изменения зависимости. Эта часть книги, по нашему мнению, нуждается в уточнении, причем рассмотрение и исследование выражений кривых намагничивания было более уместно поместить в первую часть книги.

В связи с известными трудностями выполнения дифференциальных защит при маломощных и сильно нагруженных трансформаторах тока, когда расчетные сечения контрольных кабелей получаются чрезмерно большими, особый интерес представляют такие схемы защиты, при которых не предъявляется повышенных требований к точности трансформаторов тока. При рассмотрении магнитных трансформаторных реле с торможением автор коротко останавливается на возможностях выполнения лодочных реле, но не дает конкретных рекомендаций по конструкции.

В гл. IX изложены принципы действия магнитных элементов с прямоугольной петлей гистерезиса и несколько примеров применения в конструкциях реле защиты и автоматики.

Большой интерес представляет последняя, десятая глава книги, посвященная описанию исследования про-

цессов в электрических цепях с ферромагнитиками при помощи аналоговых вычислительных машин (АВМ). В этой главе наряду с описанием возможных способов воспроизведения магнитных характеристик и моделей даны результаты расчетов на АВМ и сопоставление этих результатов с опытами, проведенными в реальных условиях работы аппаратов.

Хорошая сходимость результатов расчетов на АВМ с опытными данными показывает большие возможности применения АВМ, в частности для выполнения расчетов трансформаторов тока при переходных процессах. Практический интерес представляют не только приведенные в книге, как в большинстве работ по этому поводу, примеры протекания процесса при больших постоянных времени, когда процесс растягивается на несколько периодов, но в первую очередь такие примеры, где процесс в первичной цепи укладывается в доли периода, т. е. область, где постоянная времени первичной цепи много меньше времени работы защиты. Исследование этой области применения трансформаторов тока позволит облегчить расчетные условия по выбору трансформаторов тока и сечений контрольных кабелей во вторичных цепях.

А. Д. Дроздовым написана интересная и нужная книга.

А. А. Воскресенский



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, Н. П. Богородицкий, В. А. Веников, Б. Б. Воронецкий,
И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко,
В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович,
Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

СОДЕРЖАНИЕ

<p>В. Г. Киракосов, Я. Н. Лугинский и М. Г. Портной — Автоматическая разгрузка и отключение части гидроагрегатов при увеличении угла электропередачи</p> <p>Р. П. Бирюкова, Д. В. Тимофеев и В. И. Покровская — Применение метода статистических испытаний к расчету режимов в электрических системах с тяговыми нагрузками</p> <p>В. Г. Гальперин — Комплексные схемы замещения для расчета токов при повреждениях в двух точках электрической системы</p> <p>И. И. Бобров — Импульсный автоматический синхронизатор</p> <p>О. В. Волкова и В. И. Чернышов — Электрические характеристики защитных промежутков 500 кв</p> <p>О. А. Маевский и Ю. П. Гончаров — Приведенная реактивная мощность электрических цепей с нелинейными элементами</p> <p>П. И. Матханов — О синтезе реактивных четырехполюсников по заданным переходным характеристикам</p> <p>Л. Д. Основич — Метод расчета магнитных проводимостей воздушных зазоров</p> <p>М. А. Розенблат — Обобщенные коэффициенты прямоугольности петли гистерезиса ферромагнетиков и сердечников</p> <p>В. И. Гостев — К анализу одной схемы компенсации «квадратурной» составляющей напряжения</p> <p>М. И. Кривошein — Феррорезонансный датчик-преобразователь с двумя нелинейными индуктивностями</p> <p>Т. Х. Стефанович — Исследование левой ветви характеристики вход — выход магнитного усилителя с самонасыщением</p>	<p>А. С. Сандлер и Ю. М. Гусицкий — Автономный инвертор с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону для частотного управления асинхронными двигателями 53</p> <p>А. И. Полтев, О. В. Петинов и Г. Д. Маркуш — Электромагнитное гашение дуги в элегазе 59</p> <p>Л. З. Новиков и О. Ф. Орлов — К теории электростатического подвеса шара 63</p> <p>ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ</p> <p>А. А. Пивоваров и М. А. Браунштейн — Система бесконтактного управления главным приводом реверсивного прокатного стана 69</p> <p>М. В. Грэйсух — О компенсации реактивной мощности в электроустановках с синхронными двигателями 75</p> <p>СООБЩЕНИЯ</p> <p>В. Д. Урин — О критерии для выбора состава работающих агрегатов энергосистемы 79</p> <p>С. В. Усов, А. К. Черновец и В. С. Козулин — Быстро действие управляемого реактора с вращающимся магнитным полем 81</p> <p>ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ</p> <p>Проектирование, сооружение и ввод в эксплуатацию линий электропередачи и подстанций 735 кв в Канаде 85</p> <p>ХРОНИКА</p> <p>Профessor А. А. Федоров, Профессор И. П. Ермолин, Профессор Н. П. Куницкий 92</p> <p>БИБЛИОГРАФИЯ</p> <p>А. А. Воскресенский — Книга А. Д. Дроздова «Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите» 93</p> <p>48 94</p>
---	---



CONTENTS

<p>Automatic Load Shedding and Disconnection of Several Hydro-electric Generators at Large Transmission Line Power Angles — V. G. Kirakosov, J. N. Luginski, M. G. Portnoi</p> <p>Application of a Statistical Trial Method for Determining Operating Conditions of Power Systems with Traction Loads — R. P. Biriukova, D. V. Timofeev, V. I. Pokrovskaya</p> <p>Equivalent Networks for Calculating Currents with Simultaneous Faults at Two Points in a Power System — V. G. Halperin</p> <p>An Automatic Pulse Synchroizer — I. I. Bobrov</p> <p>The Electrical Characteristics of 500 kV Protective Gaps — O. V. Volkova, V. I. Chernishov</p> <p>The Reactive Power of Networks with Non-linear Elements — O. A. Mayevski, U. P. Goncharov</p> <p>On the Synthesis of Reactance Four-Poles from Given Transient Characteristics — P. N. Matkhakov</p> <p>A Method for Calculating Permeances of Air Gaps — L. D. Osnovitch</p> <p>Generalized Rectangularity Coefficients for the Hysteresis Loop of Ferromagnetics and Cores — M. A. Rosenblat</p> <p>Analysis of a Quadrature Voltage Compensation Circuit — V. I. Gostev</p> <p>A Ferroresonant Transducer with Two Non-linear Inductances — M. I. Krivoshein</p>	<p>A Study of the Input-Output Characteristics of a Self-saturated Magnetic Amplifier — T. H. Stephanovich 48</p> <p>An Independent Inverter with Sinusoidal Width Modulation for Frequency Control of Induction Motors — A. S. Sandler, U. M. Gusiatski 53</p> <p>Electromagnetic Arc Extinguishment in Gas — A. I. Poltев, O. V. Petinov, G. D. Markush 59</p> <p>5 63</p> <p>FROM OPERATING EXPERIENCE</p> <p>14 69</p> <p>19 75</p> <p>22 75</p> <p>27 81</p> <p>31 81</p> <p>35 81</p> <p>40 85</p> <p>43 92</p> <p>48 94</p> <p>REPORTS</p> <p>31 79</p> <p>35 81</p> <p>40 85</p> <p>43 92</p> <p>IN OTHER ENGINEERING JOURNALS</p> <p>CHRONICLE</p> <p>BIBLIOGRAPHY</p>
--	--

