

УДК 621.315.1.027.89

Воздушные линии ультравысокого напряжения

Доктор техн. наук Г. Н. АЛЕКСАНДРОВ

Ленинград

Непрерывный рост производства электроэнергии во всех странах вызывает необходимость увеличения пропускной способности электропередач, что обеспечивается повышением их номинального напряжения. Достигнутый наивысший уровень напряжения электропередачи в СССР и США (750 кВ) уже на ближайшую перспективу не является достаточным как для создания межконтинентальных связей, так и для транспорта электроэнергии. Вместе с тем выполненные в последние годы исследования изоляции и проводов воздушных линий позволяют дать значительно более оптимистическую оценку перспектив повышения напряжения воздушных линий электропередачи, чем в более ранних работах [Л. 1 и 2].

По заданию института «Энергосетьпроект» были проведены исследования электрической прочности реальных воздушных промежутков [Л. 3 и 4], которые позволили внести существенные коррективы в прежние прогнозы. Обобщенные зависимости 50%-ных разрядных напряжений воздушных промежутков различного типа приведены на рис. 1. Промежутки провод—земля и провод—опора (траверсы и стойки) испытаны вплоть до длины 9 м. При этом по мере увеличения длины промежутка провод—опора менялся макет провода, подвешиваемого к испытываемой гирлянде, соответственно классу напряжения изоляции. При длинах $S \leq 2$ м использовался макет одиночного провода 110 и 220 кВ; при $2 \leq S < 5$ м — макет провода, расщепленного на 2 и 3 составляющих (330 и 500 кВ); при $5 \leq S < 7$ м — с четырьмя-пятью составляющими (750 кВ) и при $7 \leq S \leq 9$ м — с восемью составляющими (1 200 кВ). Сечение траверсы и стойки принималось одинаковым и равным 1×1 м². Расстояние от провода до траверсы и до стойки опоры также принималось одинаковым. При этом число разрядов в траверсу и стойку было практически одинаково.

Использование данных рис. 1 (экстраполированных в сторону больших разрядных напряжений) позволяет оценить габариты линий ультравысокого напряжения. В [Л. 4] произведены оценки габаритов ВЛ переменного тока класса 1 500 кВ и показано, что создание электропередач с таким напряжением и более вполне реально на ближайшую перспективу. Так, например, по этим оценкам высота опор линий класса 1 500 кВ составит около 42 м, а высоте опор 50 м соответствует класс напряжения 2 000 кВ, а не 1 250 кВ, как это утверждалось в [Л. 1].

Разработка эффективных систем ограничения внутренних перенапряжений позволит значительно снизить высоту опор (при 2 000 кВ примерно на 10 м) в основном за счет уменьшения воздушного промежутка между проводом и землей и соответственно в пределах пятидесятиметровой высоты опор поднять номинальное напряжение до 2 500 кВ и более. Эффективным мероприятием для снижения высоты опор (и других габаритов) является замена металлоконструкций опор изолирующими элементами (например, из стеклопластика).

Естественно, что проектные проработки электропередач такого класса напряжения не могут вестись на основе экстраполяции, что вызывает необходимость дальнейшего развития высоковольтных лабораторий в СССР и выполнения соответствующих экспериментальных исследований. Однако эти оценки явно свидетельствуют в пользу перспективности таких исследований.

Над созданием электропередач переменного тока класса 1 000—1 500 кВ уже работают энергетики США. Наиболее существенный вывод из этих работ следующий: для оценки электрической прочности крупногабаритных изоляционных конструкций в лабораторных условиях необходимо весьма тщательно воспроизводить поле реальных промежутков, определяемых конфигурацией электродов и

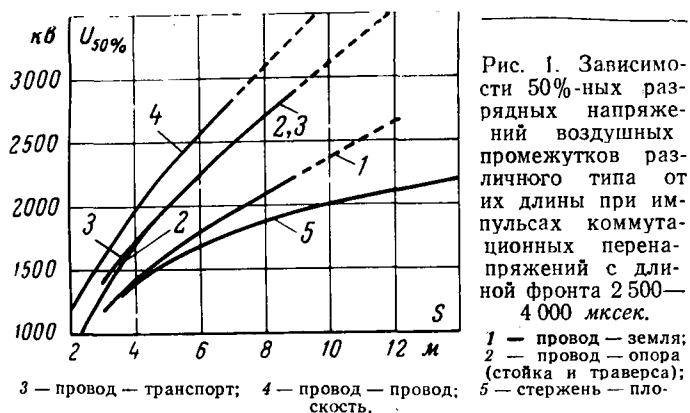


Рис. 1. Зависимости 50%-ных разрядных напряжений воздушных промежутков различного типа от их длины при импульсах коммутационных перенапряжений с длиной фронта 2500—4000 мксек.

1 — провод — земля; 2 — провод — опора (стойка и траверса); 3 — провод — транспорт; 4 — провод — провод; 5 — стержень — плоскость.

наличием посторонних предметов, и форму воздействующего напряжения.

Отмеченное выше различие разрядных напряжений промежутков провод — земля, кольцо — земля и стержень — плоскость при большой их длине определяется существенным различием конфигураций их полей. Большая неоднородность поля промежутка стержень — плоскость (большое значение отношения максимальной и минимальной напряженностей поля) определяет значительно более раннее (при меньшем напряжении) возникновение ионизационных процессов коронного разряда вблизи стержня, чем в промежутках провод — земля и кольцо — земля (соответственно вблизи провода и кольца). В конечном счете это приводит к формированию непрерывного лидера при меньшем напряжении в промежутке стержень — плоскость, чем в промежутках провод — земля и кольцо — земля (так как значительная часть промежутка вблизи стержня к этому времени оказывается шунтированной прерывистым лидером). Очевидно, что существенное изменение степени неоднородности поля должно оказать влияние на развитие разряда и в случае однотипных электродов, например, в промежутке провод — земля при существенном изменении конструкции провода.

В связи с этим для исследований электрической прочности длинных воздушных промежутков необходимо оценить основные конструктивные параметры электродов: проводов линий, экранов высоковольтных аппаратов.

Одним из условий, определяющих конструкцию этих электродов, является условие ограничения коронного разряда. При выборе экранов аппаратов оно сводится практически к условию ограничения радиопомех [Л. 5], поскольку потери энергии на корону на элементах подстанции не могут оказать сколько-нибудь заметного влияния на к. п. д. электропередачи. Практически это условие сводится к требованию недопущения общей короны на экранах или к ограничению максимальной напряженности поля на поверхности экрана до величины, меньшей критической [Л. 5]. Исходя из допустимого повышения напряжения сверх номинального на 5% для электропередачи сверхвысокого напряжения это условие можно записать в виде

$$E_{0\max} \leq 0,9E_k. \quad (1)$$

Здесь $E_{0\max}$ — максимальная напряженность поля на электроде при среднеэксплуатационном (номи-

нальном) напряжении; E_k — критическая напряженность короны, действующее значение которой определяется формулой

$$E_k = 16,5m\delta \left(1 + \frac{0,62}{\delta^{0,3}r_0^{0,38}} \right), \text{ кВ/см}, \quad (2)$$

где m — коэффициент негладкости электрода; δ — средняя относительная плотность воздуха; r_0 — радиус электрода.

При выполнении условия (1) максимальная напряженность не превысит критическую при учете колебаний напряжения и плотности воздуха. Например, для экрана в виде одиночного тороида условие (1) может быть переписано в виде [Л. 6]:

$$U_\phi = 0,9U_k = \frac{0,9E_k r_0}{1 + \frac{r_0}{2R} \ln \frac{8R}{r_0}} \left[\ln \frac{8R}{r_0} - \frac{\pi R}{2H} \right], \quad (3)$$

где U_ϕ — номинальное фазовое напряжение; U_k — критическое напряжение короны; H — высота экрана над землей; R — радиус тороида по осевой линии; r_0 — радиус тороида в поперечном сечении.

Как следует из (3), при применении одиночного тороидального экрана необходимая величина критического напряжения короны может быть обеспечена прежде всего путем увеличения радиуса r_0 тороида, а также путем увеличения радиуса R и высоты H . При необходимости применения тороида с чрезмерно большими величинами r_0 и R целесообразен переход к многократным тороидальным экранам, например, двойным [Л. 5].

Выбор конструкции проводов линий осложняется тем, что конструкция должна удовлетворять не только требованию ограничения коронного разряда (потери энергии на корону и радиопомех), но и требованию передачи энергии по линии при экономической плотности тока j_ϕ [Л. 7 и 8]. Расчеты показывают, что требование ограничения потерь на корону является более жестким, чем требование ограничения радиопомех, и для широкого диапазона изменения номинальных напряжений климатических и экономических условий района трассы линии сводится к соотношению [Л. 8 и 9]:

$$0,8 \leq \left(\frac{U_\phi}{\bar{U}_k} \right)_{\text{опт}} \leq 0,9, \quad (4)$$

где $\bar{U}_k$ — среднее по трем фазам ВЛ критическое напряжение короны.

При этом конструкция провода полностью определяется в результате совместного решения двух уравнений [Л. 7]:

$$\left(\frac{U_\phi}{\bar{U}_k} \right) = U_\phi \frac{1 + (n-1) \frac{r_0}{r_p}}{n r_0 E_k} \frac{\epsilon_0}{2\pi \epsilon_0} = \left(\frac{U_\phi}{\bar{U}_k} \right)_{\text{опт}}; \quad (5)$$

$$j = \frac{E_k}{60\pi k_3 r_0 \left[1 + (n-1) \frac{r_0}{r_p} \right] \cos \varphi} \frac{P}{P_n} \left(\frac{U_\phi}{\bar{U}_k} \right)_{\text{опт}} = j_\phi, \quad (6)$$

где n — число составляющих расщепленного провода; r_p — радиус расщепления; ϵ_0 — средняя рабочая емкость линии; j — плотность тока; k_3 — коэффициент заполнения проводов активным материалом; P и P_n — передаваемая и натуральная мощности; $\cos \varphi$ — коэффициент мощности линии.

Из совместного решения (5) и (6) получаем:

$$r_0 = \frac{1}{60\pi k_3} \frac{E_k}{1 + (n-1) \frac{r_0}{r_p}} \frac{1}{\cos \varphi} \frac{P}{P_n} \left(\frac{U_\phi}{U_k} \right)_{\text{онт}} \frac{1}{j_3}; \quad (7)$$

$$n = 30 U_\phi k_3 \frac{C_0}{\varepsilon_0} \left[1 + (n-1) \frac{r_0}{r_p} \right]^2 \times \\ \times \frac{\cos \varphi}{E_k^2} \left(\frac{P}{P_n} \right)^{-1} \left(\frac{U_\phi}{U_k} \right)_{\text{онт}}^{-2} j_3; \quad (8)$$

$$q_0 = \frac{q}{n} = \pi k_3 r_0^2 = \frac{1}{3600\pi k_3} \frac{E_k^2}{\left[1 + (n-1) \frac{r_0}{r_p} \right]^2} \times \\ \times \frac{1}{\cos^2 \varphi} \left(\frac{P}{P_n} \right)^2 \left(\frac{U_\phi}{U_k} \right)_{\text{онт}}^2 \frac{1}{j_3^2}, \quad (9)$$

где q_0 — активное сечение одного составляющего; q — активное сечение расщепленного провода.

Формулы (7) и (8) не определяют величины r_0 и n в явной форме, так как в правых их частях содержатся обе искомые переменные. Поскольку, однако, они содержатся лишь в членах второго порядка малости, эти формулы позволяют выявить основные закономерности, определяющие конструкцию расщепленного провода. Действительно, согласно (7) радиус составляющих расщепленного провода не зависит от класса напряжения линии и ее рабочей емкости, а определяется экономической плотностью тока j_3 и коэффициентом k_3 . Чем больше j_3 , тем меньше r_0 ; увеличения r_0 можно достичь при этом путем уменьшения коэффициента заполнения провода k_3 , т. е. при применении расширенных проводов. Таким образом, увеличение радиуса проводов r_0 без соответствующего уменьшения k_3 не может не привести к ухудшению технико-экономических показателей электропередачи. Поэтому в отличие от экранов аппарата ограничение напряженности поля на поверхности проводов за счет увеличения радиуса проводов недопустимо. Согласно (8) необходимая степень ограничения коронного разряда на проводах ВЛ достигается путем увеличения числа составляющих в фазе пропорционально номинальному напряжению электропередачи. Число составляющих n увеличивается также при увеличении рабочей емкости линии (например, при уменьшении расстояния между фазами или при увеличении радиуса расщепления провода r_p), что обеспечивает увеличение сечения провода в соответствии с увеличением пропускной способности линии.

Формула (9) показывает, что при уменьшении коэффициента заполнения k_3 сечение каждого составляющего увеличивается, что связано с увеличением надежности работы линий (по обрыву проводов). Уменьшение числа составляющих с уменьшением k_3 при увеличении сечения каждого составляющего свидетельствует об эффективности применения расширенных проводов, недооцениваемой в настоящее время проектными организациями.

Результаты оптимизации радиуса расщепления проводов фазы предопределяются следующим обстоятельством. На рис. 2 приведены зависимости радиусов составляющих и плотности тока от ра-

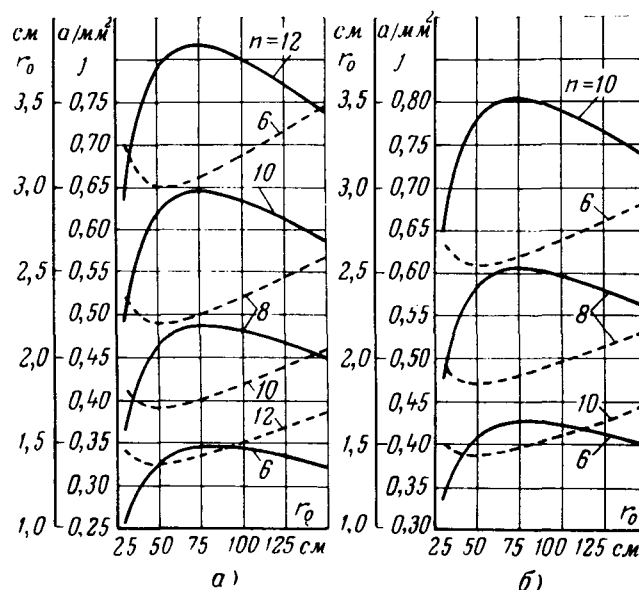


Рис. 2. Зависимости от радиуса расщепления радиусов составляющих, необходимых по условию ограничения коронного разряда (---) и плотности тока в проводах (—) для линии класса 1500 кВ при расстоянии между фазами 20 м (а) и 30 м (б) и различном числе составляющих в фазе n .

диуса расщепления для линии класса 1500 кВ при различном числе составляющих, вычисленные в соответствии с (5) и (6) при отношении $\left(\frac{U_\phi}{U_k} \right)_{\text{онт}} = 0,85$ и при заданной величине $k_3 = 0,67$ (соответствующей проводам типа АСО). При этом использовалась только левая часть уравнения (6) (величина j произвольная, определяемая параметрами проводов). Как видно, зависимости $r_0 = f(r_p)$ имеют минимум практически при одинаковом радиусе расщепления независимо от числа составляющих и расстояния между фазами. Соответственно зависимости $j = f(r_p)$ имеют максимум при несколько большем радиусе расщепления, который также практически не зависит от числа составляющих и расстояния между фазами.

При увеличении числа составляющих зависимости $r_0 = f(r_p)$ смещаются в сторону меньших радиусов r_0 , а зависимости $j = f(r_p)$ сдвигаются в сторону больших плотностей тока. Поскольку увеличение числа составляющих расщепленного провода при прочих равных условиях приводит к увеличению стоимости линии, оптимальная конструкция проводов соответствует минимальному числу составляющих, при котором плотность тока равна экономической (оптимальной) плотности тока для данной электропередачи. Наименьшее же число составляющих в фазе получается в том случае, если экономической плотности тока соответствует максимум зависимости $j = f(r_p)$. Следовательно, и оптимальный радиус расщепления r_p должен соответствовать максимуму плотности тока. Необходимо обратить внимание на медленное уменьшение плотности тока после максимума, что свидетельствует о допустимости существенного увеличения радиуса расщепления сверх оптимального значения практически без ущерба для технико-экономических показателей линии. При этом обеспечивается

уменьшение волнового сопротивления и увеличение пропускной способности электропередачи.

Найденные таким образом значения оптимального радиуса расщепления для ВЛ разных классов напряжения оказались пропорциональны классу напряжения:

$$r_{p.опт} = 0,05 U_n, \text{ см.} \quad (10)$$

где U_n — класс напряжения, кВ. Например, при $U_n = 500$ кВ $r_{p.опт} = 25$ см; при $U_n = 1\,000$ кВ $r_{p.опт} = 50$ см; при $U_n = 1\,500$ кВ $r_{p.опт} = 75$ см и при $U_n = 2\,000$ кВ $r_{p.опт} = 100$ см.

Соответствующее оптимальное число составляющих проводов в фазе согласно (8) при величинах $k_3 = 0,4—0,67$ и $j_3 = 0,8—0,9$ а/мм² получим: при $U_n = 1\,000$ кВ $n = 5—8$; при $U_n = 1\,500$ кВ $n = 8—12$; при $U_n = 2\,000$ кВ $n = 12—16$ и при $U_n = 2\,500$ кВ $n = 15—20$, причем меньшее число составляющих соответствует меньшей величине $k_3 = 0,4$, большее — $k_3 = 0,67$.

Интересно отметить, что согласно (7) при $k_3 = 0,67$ и $j_3 = 0,8—0,9$ а/мм² радиус составляющих $r_0 = 1,36—1,5$ см, что соответствует проводам типа АСО-400 и АСО-500, то есть эти провода могут быть использованы для конструирования линий произвольного класса переменного напряжения, обеспечивая экономичный режим передачи энергии. Провода типа АСО большего сечения для электропередачи переменного тока не требуются, поскольку они не обеспечивают экономичного режима электропередачи. Увеличение сечения свыше 500 мм² и соответственно радиуса проводов свыше 1,5 см согласно (7) и (9) требует уменьшения величины k_3 .

Следует специально подчеркнуть, что увеличение числа составляющих в фазе при увеличении класса напряжения не приводит к увеличению уровня радиопомех при неизменном радиусе составляющих и сохранении максимальной напряженности поля на поверхности проводов, что достигается при удовлетворении системы уравнений (5) и (6) при одинаковой величине $\frac{U_\phi}{\bar{r}_k}$. Этот вывод сделан на основе сопоставления уровня радиопомех на экспериментальных линиях с проводами 4×АСО-600 (НИИПТ) и 6×АСО-600 (ЛПИ), т. е. при увеличении класса напряжения уровень радиопомех не увеличивается и проблема ограничения коронного разряда не усложняется.

При сохранении неизменным отношения $\frac{U_\phi}{\bar{r}_k}$ для линий разных классов напряжения потери на корону увеличиваются пропорционально квадрату номинального напряжения [Л. 8 и 10]. В такой же степени увеличивается и натуральная мощность линии. В результате относительная величина потерь на корону (по отношению к передаваемой мощности) мало изменяется при увеличении класса напряжения линии. Этот вывод подтвержден измерениями потерь на корону на опытной линии с проводом 6×АСО-600 в ЛПИ.

Таким образом, при существенном увеличении класса напряжения электропередачи переменного тока не ожидается принципиальных затруднений и в отношении конструирования проводов.

Натуральная мощность линии класса 1 500 кВ составляет 10 Гвт, класса 1 800÷2 000 кВ 15—20 Гвт, что обеспечивает необходимую пропускную способность межсистемных связей и магистральных линий на перспективу 20—30 лет.

В связи с вышеизложенным следует поставить под сомнение утверждение, содержащееся в [Л. 1] и в других материалах, о достижимости с меньшими затратами весьма высокой пропускной способности линий постоянного тока. Проблема проводов линий ультравысокого напряжения переменного и постоянного тока практически равноценна. На линиях постоянного тока не обязательно увеличивать число составляющих пропорционально напряжению, но тогда необходимо использовать провода увеличенного сечения (1 000 мм² и более), что усложняет монтаж линий. Изоляция линий ультравысокого напряжения (за исключением габарита провод—земля) практически полностью определяется рабочим напряжением. Поэтому нет никаких оснований сравнивать передачи переменного и постоянного тока при неравных напряжениях относительно земли [Л. 11]. При равных напряжениях суммарное сечение проводов линий переменного и постоянного тока (трех фаз и двух полюсов соответственно) при равной передаваемой мощности одинаковы. Одинаковы и потери энергии в линиях постоянного и переменного тока. Отсюда следует, что и экономические показатели (стоимость линии, приведенные затраты) воздушных линий электропередачи переменного и постоянного тока близки, что исключает возможность получения экономических преимуществ электропередачи постоянного тока в целом из-за несравнимо большей стоимости концевых устройств.

Литература

1. Александров Г. Н. и др., К вопросу о перспективах повышения напряжения воздушных линий электропередачи, «Электричество», 1962, № 11.
2. Акоруян А. А. and others, The 750 kv experimental—commercial transmission line Konakovo—Moscow, CIGRE, 1964, R. 413.
3. Alexandrov G. N. and others, Dielectric strength of line insulation, CIGRE, 1966, R. 417.
4. Александров Г. Н. и др., Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции, изд-во «Энергия», 1969.
5. Кайданов Ф. Г., Расчет напряжения начала короны на одиночных и двойных тороидальных экранов высоковольтных аппаратов, Изв. НИИПТ, сб. 15, 1969.
6. Ollendorf F., Potenzialfelder der Elektrotechnik, Berlin, 1932.
7. Александров Г. Н., К методике выбора расщепленных проводов линий сверхвысокого напряжения, «Электричество», 1968, № 7.
8. Александров Г. Н. и Лисочкина Т. В., Оптимизация параметров линий электропередачи сверхвысокого напряжения, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1970, № 5.
9. Лисочкина Т. В., Оптимальная степень ограничения коронного разряда на линиях электропередачи 750—1 500 кВ, Изв. вузов, «Энергетика», 1969, № 12.
10. Тиходеев Н. Н., Потери на корону как фактор, влияющий на выбор проводов высоковольтных линий переменного тока, Изв. НИИПТ, сб. 8, 1961.
11. Сыромятников И. А., К вопросу о передаче электроэнергии на дальние расстояния, «Электричество», 1962, № 11.

[12.6.1970]



Моделирование энергетических систем¹

Доктор техн. наук В. А. ВЕНИКОВ

Москва

Энергетические системы относятся к *большим сложным системам кибернетического типа*, многие элементы которых в свою очередь являются подсистемами, в которых происходят сложные процессы. Вопросы моделирования систем такого типа представляют большой интерес не только для энергетики, но и для самых различных отраслей теоретических и прикладных наук. Для энергетических систем особенно злободневными являются задачи прогнозирования их развития и оптимизации (в том или ином смысле) их функционирования. Все большее значение в энергетике приобретает управление и особенно необходимое уже в ближайшем будущем кибернетическое управление, при котором существенным образом будут учитываться сложные связи энергетики с другими системами народного хозяйства, биосферой и социальными факторами. При этом человек все в большей степени будет осуществлять непосредственное управление не энергетической системой, а теми вычислительными машинами и аппаратами, которые будут принимать информацию, обрабатывать ее и далее на ее основе выдавать команды для управления энергетической системой. Роль человека при этом не уменьшится, а, напротив, возрастет, причем его вмешательство в процесс управления на надлежащей стадии будет равносильно резкому расширению алгоритмических и даже технических возможностей управляющих систем. Обоснованное сочетание функций машины и человека снизит возможность ошибок.

Ошибки в управлении энергетикой уже сейчас очень болезненны. Достаточно вспомнить сравнительно недавнюю аварию в США, во время которой в течение 14 ч крупнейший город в мире и район с 25 млн. жителей находился без электрической энергии.

Не менее болезненны и погрешности прогнозирования и проектирования, когда намечаются ошибочные показатели развития или выбирается неправильное соотношение между используемыми энергетическими ресурсами, когда общий комплекс энергетических воздействий в целом оказывается неблагоприятным для биосферы. Далее, когда энергосистемы станут не только международными, как это уже имеет место сейчас, но и межконтинентальными, — все вопросы управления приобретут еще большую остроту и будут иметь не только существенное, но и решающее значение для развития энергетики, промышленности и даже дальнейшего развития цивилизации в целом.

В числе методов решения упомянутых больших комплексных задач энергетики и энергетической кибернетики уместно и своевременно, в гораздо боль-

шей степени, чем это делается сейчас, применять теорию подобия и различные виды моделирования (рис. 1). Эти известные методы могут быть еще эффективнее при дальнейшем совершенствовании. В настоящее время чувствуется необходимость развития их для создания современной *общей теории подобия и моделирования*, отвечающей задачам построения моделей для исследования больших систем любой сложности, в том числе и систем кибернетического типа, систем, отражающих влияние «человеческого фактора» и т. д. Исходные положения, на базе которых может создаваться такая теория, уже разработаны. Прежде всего здесь можно сказать о теории подобия, исторически развивавшейся и формировавшейся как теория физического подобия. Получив свое начало еще в работе Ньютона, она базируется на трех теоремах (положениях) о подобии, которые, несомненно, можно и нужно применять, после соответствующей модификации, к моделированию не только технических, но и любых — геологических, биологических и других систем.

В электроэнергетике моделирование началось с создания расчетных столов или моделей сетей, постепенно совершенствовавшихся и в настоящее время ставших полуавтоматическими и автоматическими. В эти модели закладывались принципы, частично относящиеся к физическому моделированию, но главной задачей их было служить математическими моделями, обеспечивая решение уравнений, описывающих установившиеся или переходные процессы в электрических системах. Динамические или физические модели, появившиеся позднее, оказались необходимыми, получая развитие не как средство для решения уравнений, а как экспериментальная база, заменяющая такие натурные исследования в реальных системах, на основе которых можно критерием практики проверять теоретические положения, а также в условиях, подобных натуре, вести проверку, наладку, отработку любых видов аппаратуры и взаимодействие их в сложных процессах, протекающих в энергосистеме, в том числе и при участии человека. 25 лет тому назад в МЭИ была спроектирована и сооружена модель, имеющая подобие натуре во всех своих частях — от турбин с их регулированием до дальних линий передач, устройств реле и регулирования возбуждения. На динамической модели МЭИ за время ее существования были поставлены многочисленные исследования. Сначала изучались режимы дальней передачи переменного тока (1200 км), работающей на приемную систему. Применительно к этой схеме подробно исследовались и уточнялись многие теоретические положения, касающиеся методики анализа устойчивости регулируемых систем, отрабатывалась релейная защита и системы регулирования возбуждения. Только модель позволила провести эти исследования, включавшие и особенно важные сравнительные испытания пяти конкурировавших

¹ В декабре 1970 г. исполнилось 25 лет Лаборатории динамического (физического) моделирования МЭИ, при создании установок которой широко применялись методы теории подобия и моделирования. Пути дальнейшего их развития и новые решения в этой области рассматриваются в настоящей статье.

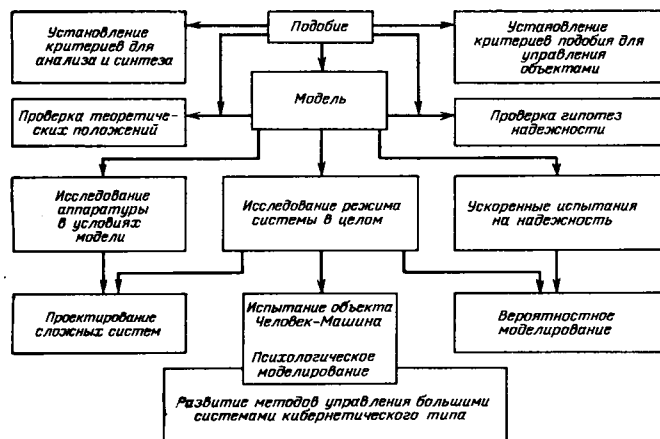


Рис. 1. Задачи моделирования.

между собой систем возбуждения, осуществив выбор наиболее совершенной, применяющейся и в настоящее время системы возбуждения — «сильного действия» (И. В. Литкенс, Г. Р. Герценберг, И. А. Сыромятников, Д. И. Азарьев и др.). Многочисленные исследования теоретико-экспериментального плана включали изучение таких сложных вопросов, как самовозбуждение и самораскачивание генераторов в электрических системах, где развитие теории шло в едином комплексе с экспериментами (Н. Д. Анисимова, А. И. Долгинов, Д. А. Федоров и др.). Дальнейшие исследования касались уточнения методов исследования режимов сложных автоматизированных систем, разработок различных устройств, активно корректирующих режимы, в том числе комплексных регуляторов, воздействующих одновременно на момент турбины и возбуждение (В. А. Штробель, Ю. М. Горский и др.). Ведутся работы по созданию быстродействующих регулирующих устройств нового типа, в том числе применяющих специальное подмагничивание синхронных генераторов (Н. Д. Анисимова, В. А. Строев, И. П. Копылов, Н. Ф. Котеленец). В этом плане актуальной является разработка статических источников реактивной мощности (ИРМ), идея которых была выдвинута еще в 1956 г., но которые только сейчас удалось довести до реально выполненных полупромышленных установок. Источник реактивной мощности МЭИ, обладая многими преимуществами, в том числе большим быстродействием, является одним из элементов будущей энергосистемы кибернетического типа.

Следует отметить поисковые работы по исследованию и созданию саморегулирующихся электропередач, содержащих управляемые ИРМ. Они выполнены как передачи нового типа, более эффективно использующие емкостную связь между сближенными фазами параллельно идущих линий, что позволяет получать весьма большие пропускные способности (Л. А. Жуков, Ю. П. Рыжев, В. М. Постолатий, Ю. Н. Астахов).

Не меньшее значение имели и имеют исследования, проводимые с помощью методов моделирования, направленные на создание новых электрических машин и новых аппаратов. Создание цело-

го ряда новых конструкций электрических аппаратов и машин, например, высоковольтных генераторов, имело своей основой экспериментальное исследование на моделях (А. В. Иванов — Смоленский и др.). Можно с уверенностью сказать, что без таких исследований, проводимых на относительно малых объектах, позволяющих изучать как внутренние свойства машины (распределение полей, конструкцию полюсов и т. д.), так и внешние характеристики машины в целом и условия ее работы в системе, создание многих новых машин было бы невозможным. В процессе экспериментов на моделях было выяснено и далее при уточнении теории моделирования показано, что исследования, проводимые в подобных системах (натура — физические модели), принципиально не обеспечивают строгой однозначности результатов даже при реализации полного подобия. Это обусловливается тем, что абсолютное тождество конкретных явлений, представленных в различных пространственно-временных областях, является математической абстракцией и отсутствует в реальных задачах. Дифференциальное уравнение, описывающее закон протекания множества сходных явлений, представляет собой математическую модель некоторого усредненного явления; конкретные ее реализации даже в пределах одной и той же моделирующей структуры различаются между собой вследствие стохастических вариаций физического воспроизведения коэффициентов уравнения. Характер исследуемого процесса во многих случаях зависит от его предыстории относительно момента времени, принимаемого за начальный. Условия, определяющие состояние системы в момент $t=0$, представляют собой совокупность случайных величин, а возмущающее воздействие, определяющее протекание процесса, — случайную функцию времени. В итоге конкретная реализация процесса в системе также оказывается случайной функцией.

Другой аспект невозможности осуществления точной модели связан с тем, что ее реальная точность определяется глубиной познания оригинала, ошибки в определении параметров которого зависят от исходных упрощающих допущений, погрешностей наблюдения и т. д., а также практически возможностями технической реализации модели. Погрешности, возникающие при создании модели, могут оказать существенное влияние на результаты моделирования.

В общем случае при физическом моделировании нет оснований требовать излишне большой точности материальной реализации моделирующей структуры. Более того, существование определенных различий между моделью и оригиналом является непременным условием реализуемости тех функций, которые возлагаются на модель: отличия от оригинала позволяют оперировать с моделью так, как нельзя или затруднительно оперировать с оригиналом.

Применительно к задачам физического моделирования проблемы оценки точности моделирующей структуры связаны с тем, что воспроизведению моделируемого процесса сопутствуют погрешности определения и воспроизведения критериев подобия,

а также случайные вариации параметров модели, зависящие от физических особенностей и структуры последней.

Оценка достоверности результатов моделирования с учетом погрешностей задания и воспроизведения критериев подобия и статистических их вариаций требует совокупного решения следующих задач по оценке:

погрешностей реализации приближенного моделирования вместо точного;

степени соответствия результатов экспериментальных исследований результатам, полученным на модели;

влияния стохастических вариаций критериев подобия;

погрешностей прогнозирования поведения сложной системы, находящейся под воздействием совокупности возмущающих воздействий, по экспериментальным данным о поведении другой статистически определенной системы (модели);

необходимой точности (допустимой погрешности) воспроизведения отдельных критериев подобия при заданной вероятности ошибки прогнозирования (надежности моделирования).

В ряде исследований (В. Г. Дерзкий, Г. В. Веников, А. М. Кулиев и др.) было показано, что отражение случайных вариаций параметров модели и оригинала оказывается возможным, если перейти к статистическому анализу совокупности возникающих погрешностей. При этом целесообразно оценку эффективности моделирующей структуры рассматривать как частный случай задачи анализа обобщенной модели надежности и эффективности. Применяя общую модель надежности и эффективности к теоретико-множественной интерпретации функциональных соотношений подобия, можно получить вероятностные оценки точности обобщенного подобия при стохастических вариациях оператора моделирования.

В соответствии с изложенным подходом исследование возможностей прогнозирования характеристик системы A по результатам эксперимента (моделирования) в системе B осуществляется в предположении, что имеются случайные возмущающие воздействия в смысле их статистического подобия. Совокупным проявлением этих возмущений, соответствующим образом преобразованных оператором моделирующей системы, являются случайные вариации обобщенного функционала подобия $\pi_x = \Phi(\pi_1, \dots, \pi_m)$. Теоретико-множественная интерпретация функциональных соотношений подобия сводится к представлению последних в некотором фазовом пространстве критериев π . В последнее время ставится задача вероятностной оценки эффективности моделирования структуры (процесса) A путем отображения его в B в предположении о наличии существенно влияющих, детерминированно проявляющихся неидентичностей систем A и B (погрешности «конструктивного» характера, обусловленные особенностями отображения конкретного физического процесса или явления на данной модели) и некоторых случайных погрешностей определения и воспроизведения отдельных параметров (критериев подобия).

Вероятностная оценка обобщенной количествен-

ной характеристики подобия заключается при этом в вычислении числовых характеристик случайного процесса перемещения изображающей точки ξ стохастического по амплитуде и фазе вектора обобщенного функционала подобия π_x в некоторой области ρ многомерного пространства частных критериев $\pi_1, \dots, \pi_m$. Границы области ρ определяются допустимой погрешностью окончательного результата прогнозирования. Для более полного физического моделирования вероятностных процессов энергосистемы были созданы модели нового типа, которые можно назвать физическими статистическими моделями. Новые физические модели этого вида предусматривают возможности автоматической вариации параметров модели (критериев подобия) с помощью специального блока формирования случайных значений и последующей автоматической обработки результатов эксперимента. Существенно при этом, что указанные изменения реализуются в процессе функционирования модели и, таким образом, позволяют получить статистические характеристики именно динамики системы в условиях стохастических вариаций критериев подобия (а не отдельных параметров, число которых может существенно превышать число независимых критериев подобия).

Сочетание методов статистического моделирования с физическим моделированием и материальной реализацией комплексных моделирующих установок позволяет:

обеспечить статистическую достоверность получаемых результатов;

ускорить получение статистически достоверных результатов как по сравнению с затратами времени на многократное проведение экспериментов на физических моделях и реальных объектах, так и по сравнению с трудоемким и дорогостоящим процессом построения эффективного алгоритма, моделирующего всю совокупность существенно влияющих и выходных параметров сложной системы с учетом реально существующих корреляционных связей и нелинейных зависимостей между отдельными элементами, отладки и реализации сложной моделирующей программы на ЦВМ;

отразить в процессе комбинированного моделирования стохастические по своей природе факторы, которые затруднительно учесть количественно при исследовании процесса на ЦВМ и которые не проявляются при «детерминированно» заданных исходных данных;

имитировать в процессе моделирования любые (в том числе и трудновоспроизводимые при экспериментальных исследованиях) внешние факторы, связанные со спецификой условий эксплуатации систем того или иного назначения;

реализовать методы поиска оптимального варианта, сочетающие результаты статистического моделирования (математического и физического), с алгоритмами «детерминированного» поиска оптимума на ЦВМ, что во многих случаях приводит к более эффективным и достоверным результатам по сравнению с существующими методами случайного поиска.

В связи с развитием экспериментальных исследований, учитывающих неточность исходной информации или ее вероятностный характер, наметились *новые пути применения динамических моделей*. При этом оказывается возможным рассматривать саму модель в качестве объекта исследования. В таком новом качестве динамическая модель имеет значительные преимущества: в отличие от реальных энергосистем она доступна широкому физическому эксперименту; ее параметры могут быть определены более точно, чем параметры реальных энергосистем.

Так, например, при исследовании на модели задачи оптимального распределения мощностей вместо расхода топлива может учитываться электрическая энергия, потребляемая из сети комплексом машин, моделирующих привод синхронных генераторов модели².

К преимуществам динамической модели как объекта данного исследования следует отнести и то, что при любом распределении мощностей между генераторами могут быть непосредственно измерены значения целевой функции. Это позволяет применять методы прямого поиска минимума такие, как покоординатный спуск. В то же время использование методов прямого поиска минимума влечет за собой повышенные требования к точности замеров величины, имитирующей суммарный расход топлива.

Использование динамической модели как непосредственного объекта исследования при оптимизации распределения мощностей (Д. А. Федоров, И. С. Рокотян) позволило рассмотреть ряд задач: анализ влияния неучтенных параметров на точность оптимального распределения мощностей;

испытание и наладку специализированных устройств, предназначенных для оптимального распределения мощностей между электростанциями (или агрегатами электростанций);

анализ оптимального распределения мощностей в конкретной энергосистеме.

Для решения такого рода задач на динамической модели должны быть воспроизведены характеристики, качественно похожие на реальные характеристики станций (расходные характеристики и характеристики удельных приростов). Для этой цели могут быть применены средства физического моделирования, а также средства математического моделирования. При физическом моделировании расходных характеристик генераторов аналогом расхода топлива служит активная мощность, потребляемая из сети электроприводом синхронного генератора. Исследования показали, что с помощью простых мер можно осуществить варьирование в некотором диапазоне кривизны расходных характеристик генераторов, степени стабильности этих характеристик и повторяемости результатов наблюдений в разные дни. Этот вопрос является существенным, поскольку стабильность расходных характеристик существенно влияет на погрешность замера целевой функции.

² Моделирование экономических характеристик генераторов (расходных характеристик или характеристик удельных приростов) может осуществляться с помощью функциональных преобразователей мощности генераторов.

Точность замера целевой функции зависит от точности измерения электрических мощностей генераторов и других параметров режима. Анализ показывает, что при перераспределении мощностей между генераторами на модели случайный разброс значений суммарной активной мощности генераторов весьма заметен и даже при полном отсутствии погрешности в воспроизведении расходных характеристик станций во время замера величины, имитирующей суммарный расход топлива, будет существовать разброс точек, вызванный нестабильностью активных мощностей генераторов. Нестабильности в исследуемых энергосистемах — оригиналах приводят к необходимости оперировать с областью равноэкономичных режимов, в которой знания целевой функции отличаются от минимального не более чем на значение погрешности ее определения. Таким образом, исследования на модели приводят к появлению новых уточненных теоретических положений.

Если предполагается использовать модель для проверки работы специализированных устройств, предназначенных для оптимального распределения мощностей, то для проверки точности работы этих устройств нужно определить область равноэкономичных режимов. Точность работы такого устройства может считаться удовлетворительной, если найденный с его помощью оптимальный режим лежит в пределах экспериментально определенной области равноэкономичных режимов.

Если предполагается использовать динамическую модель для анализа оптимального распределения мощностей в условиях конкретной энергосистемы, то необходимо выполнить физическое моделирование этой системы и, в частности, ее экономических характеристик. На модели должны быть предусмотрены специальные устройства, позволяющие в широком диапазоне изменять крутизну различных участков расходных характеристик генераторов модели в соответствии с характеристиками оригинала. Для этой цели целесообразным может оказаться математическое моделирование расходных характеристик с помощью функциональных преобразователей активных мощностей генераторов модели.

В этой и аналогичных задачах благодаря соответствующему выбору масштабов целевая функция может быть «растянута» по соответствующей оси, что облегчает прямой поиск минимума.

Усложняющиеся задачи моделирования потребовали автоматизации процесса экспериментов, проводимых на модели, и широкой автоматизации его обработки (рис. 2). Такая автоматизация позволяет ускорить испытания и выдачу их результатов, придает физической модели качественно новые свойства. Эти свойства особенно важны для дальнейшего развития исследований на динамической модели МЭИ, основное научное направление которой стало все в большей мере предусматривать кибернетический подход к исследованиям, включающий сочетание методов физического и математического моделирования с одновременным использованием современных средств вычислительной техники (рис. 3). К основным исследованиям этого плана в первую очередь относятся:

анализ режимов сложных автоматизированных электроэнергетических систем и выявление возможностей и путей перехода к кибернетическим методам управления;

создание методологии определения необходимой исходной информации для кибернетического подхода к управлению энергосистемами, обработка способов получения, передачи и переработки этой информации в управляющих установках;

разработка различных устройств, активно корректирующих режим системы (регуляторы силового действия, комплексные регуляторы, воздействующие на момент турбины и возбуждение, кибернетические регуляторы, сконструированные из цифровых элементов);

разработка «обученных моделей», используемых для управления режимами энергосистем (рис. 4). Таким образом, постепенно все большее и большее место в исследованиях занимают большие системы.

При изучении больших систем (т. е. таких систем с обратными связями, которые состоят из ряда отдельных подсистем и в результате объединения приобретают новые свойства, не присущие отдельным подсистемам) обычно приходится учитывать нелинейные параметры и элементы с вероятностно меняющимися параметрами. Относительно возможности моделирования таких систем и получения полезных результатов с помощью теории подобия до последнего времени возникали сомнения. Ответ на эти сомнения дали многочисленные исследования, проведенные за последние годы применительно не только к энергетике и электротехнике, но и самым различным отраслям наук. Так при исследовании любых нелинейных систем оказалось вполне возможным получать совершенно уверенные соотношения подобия, если только ввести в условия подобия требование идентичности нелинейных характеристик, построенных в относительных единицах. Оказалось, что существенные при исследовании множества ферромагнитных устройств

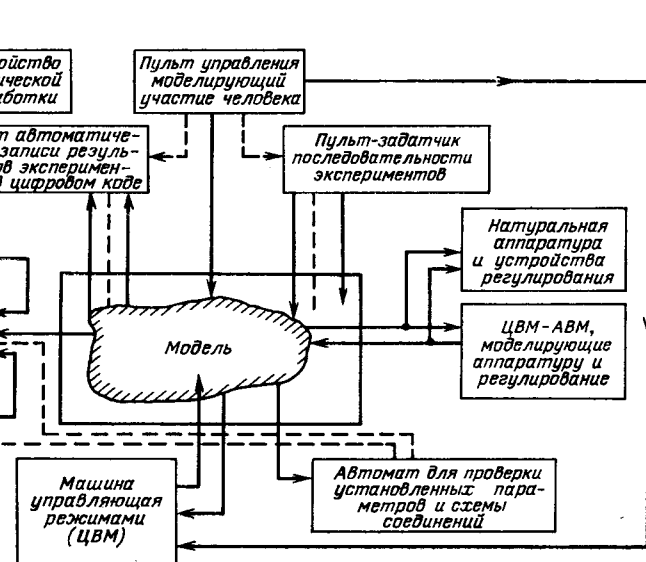


Рис. 2. Автоматизация испытаний на моделях.

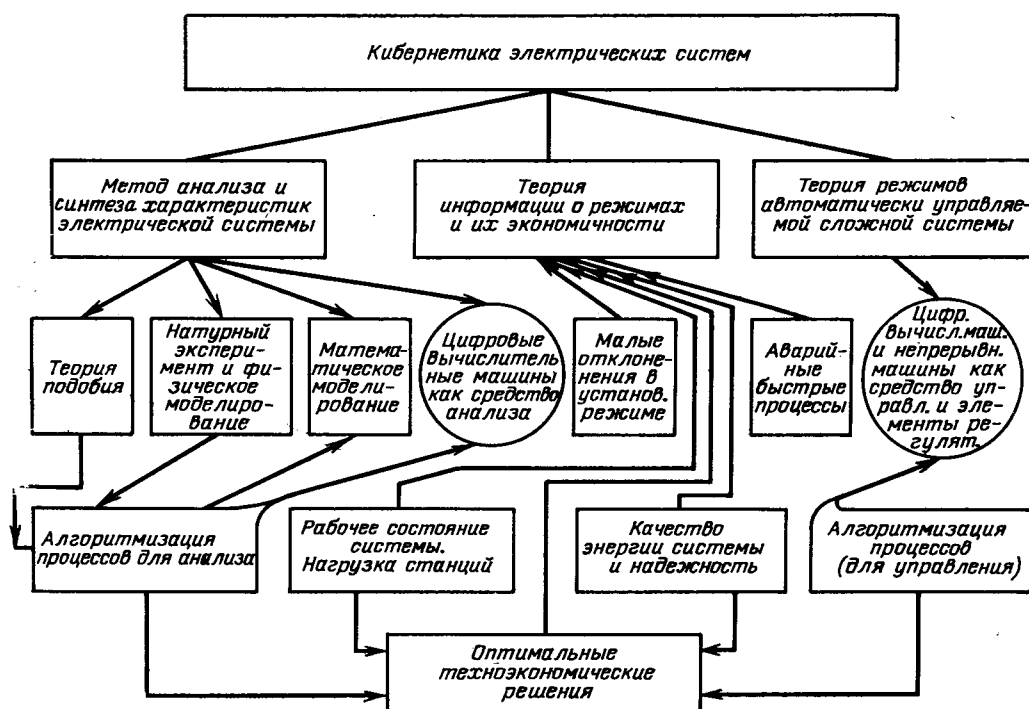


Рис. 3. Теория подобия и моделирование в кибернетике электрических систем.

нелинейности подобны, если идентичны характеристики модели и оригинала, построенные в критериальной форме:

$$\mu_* = \varphi\left(\frac{H}{H_6}\right), \quad \mu_* = \frac{\mu}{\mu_6},$$

где индекс H_6 и μ_6 — базисные значения напряженности поля и магнитной проницаемости.

Многочисленные работы ряда исследователей, особенно И. М. Кирко, А. В. Иванова-Смоленского, В. П. Глухова, К. С. Демирчяна, показали, что все ферромагнитные материалы дают единую критериальную характеристику в области сильных полей и две группы характеристик в обла-

сти слабых полей. Долгое время представлялось, что явления ионизации, коронирование проводов линий электропередач с их сложными соотношениями невозможно в достаточной мере уверенно моделировать, пользуясь соотношениями подобия. Но результаты исследований, проведенные В. И. Попковым, В. И. Левитовым, Г. Н. Александровым и рядом других исследователей, указывают на полную возможность таких решений на основе теории подобия при соответствующих ее коррективах, видимо, в первую очередь заключающихся в учете стохастических свойств критериев подобия. Статистические и разнообразные вероятностные закономерности, характерные для целого ряда функций энергетической системы, оказалось вполне возможным моделировать, устанавливая соотношения подобия, для чего методы теории подобия и моделирования пришлось несколько развить и придать им определенную направленность. При исследовании сложных систем оказалось возможным исходить из условий подобия, определяемых для подсистем. Переход к установлению подобия сложных систем требует соблюдения дополнительных условий, согласно которым необходимо, чтобы все критерии, содержащие параметры граничных элементов, были соответственно одинаковыми.

Все более широкое применение получают комбинированные модели, содержащие элементы физического моделирования в сочетании с элементами математического моделирования. Например, поле полюса генератора можно моделировать на сеточной пространственной модели, исходя из математических аналогов соотношений (А. В. Иванов-Смоленский, В. А. Кузнецов и др.). Соединение такой модели с физической моделью электрической системы позволяет получить несравненно более полные сведения в отношении работы этой машины в системе, чем это можно было бы получить от каждой из таких моделей в отдельности.

Также большие возможности открываются при моделировании с включением модели в комплекс устройств оперативного анализа (рис. 5), когда модель становится элементом большой системы и воспроизводит целый ряд тех функций и соответствующих временных процессов, в том числе и процессов с вмешательством человека, изучение которых представляет наибольшие трудности. Здесь при таком подходе происходит интересная, принципиально важная операция, когда подобие пространственных и временных характеристик изучаемой си-

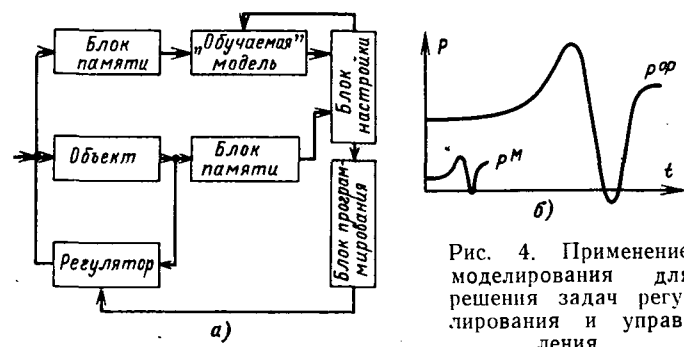


Рис. 4. Применение моделирования для решения задач регулирования и управления.

а — блок-схема управления с «обучением»; б — характер процессов в оригинале ($P_{ор}$) и ускорений модели ($P_{м}$).

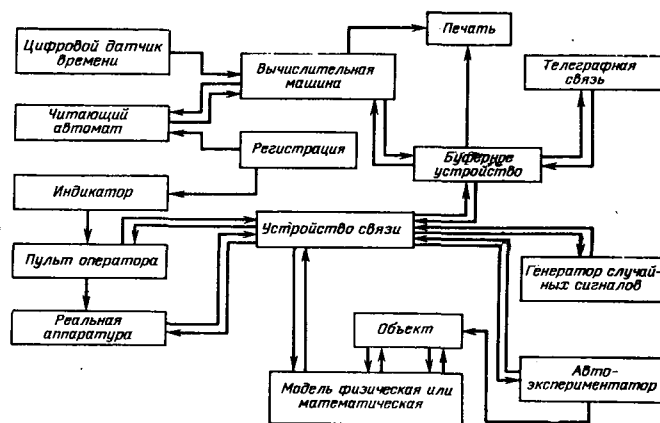


Рис. 5. Примерная схема включения модели в комплекс устройств оперативного анализа.

стемы как бы разрывается и эти характеристики реализуются в отдельных элементах, но далее снова объединяются, характеризуя наиболее важные в смысле поставленной задачи свойства сложной системы.

Именно проблемы, связанные с исследованием сложных систем, привлекают сейчас наибольшее внимание инженеров-энергетиков, занимающихся моделированием. Так, например, объединяемые для совместной параллельной работы передачи переменного и постоянного тока, представляют собой сложную систему, свойства которой еще плохо изучены, а математическое описание недостаточно. Не дожидаясь уточнения этого математического описания и возможностей уверенного анализа этих сложных систем на вычислительной машине, инженер в еще большей степени усложняет исследование, добавляя к этой системе все новые и новые устройства автоматического регулирования и управления. Возникающие при этом проблемы обязательно требуют экспериментирования, которое в его начальной стадии возможно провести только с помощью физического моделирования, и поэтому не случайно именно в настоящее время не только в Советском Союзе, но и ряде других стран (Соединенных Штатах, Франции, Великобритании и др.) создаются физические модели, которые воспроизводят строящиеся или предполагаемые к сооружению мощные передачи постоянного тока, параллельно работающие с электрическими системами переменного тока. На этих моделях изучаются способы автоматического управления сложными системами, уточняется их математическое описание, позволяющее затем проводить расчеты на ЦВМ.

Особую роль приобретает моделирование при возрастающей роли управления энергетикой как большой системой и переходе к ее кибернетическому управлению, включающему новые пути защиты систем и их элементов, основанные на диагностическом принципе, позволяющие вести эксплуатацию оборудования и его профилактику по фактическому состоянию³. Проверка новых сервомеха-

³ В США ряд крупнейших авиационных фирм уже ведет эксплуатацию самолетных энергосистем по предельному состоянию на основании систематического проведения диагностических испытаний.

низмов, неизбежно изменяющихся при переходе к кибернетическому управлению, участие человека в алгоритмах комплексного управления — все это требует быстрого накопления предварительного опыта.

Совершенно очевидно, что опыт такого управления нельзя получить сразу на крупной энергетической системе большого масштаба. Здесь без моделирования становится совершенно невозможно продвинуть ни теоретические исследования, ни тем более практически воспользоваться разработанными методами и устройствами. Физическая модель здесь является тем объектом, на котором проводится отработка схем и конструкций, предназначенных для новых методов управления, включая кибернетическое. Эта модель может быть и не чисто физической моделью, а моделью полужизической, где часть генераторов является физически подобными генераторами, а часть генераторов или устройств может быть построена на принципах аналогового моделирования. Именно по такому пути ведутся сейчас исследования в МЭИ на комплексной физико-аналоговой модели энергосистемы, дополненной моделью цифрового управления. Можно также в качестве примера привести опыт английских энергетиков, которые для решения задач управления создали модель, содержащую энергетические объекты восьми крупных районных центров национальной системы. Эта модель включает 40 генераторов, 30 узлов нагрузки и 100 линий электропередач. Получаемые на этой модели технико-экономические результаты, по мнению ее авторов, уже давно оправдали затраты на ее создание.

Решение задач, поставленных при моделировании, может быть полноценным только при критериальной обработке результатов экспериментальных и связанных с ними в единое целое аналитических исследований. При моделировании сложных систем и отыскании их критериев подобия приходится, основываясь на классических методах, обращаться и к ряду новых приемов. Так, начиная еще с работ Релея, Букингема, Эренфест-Афанасьевой, Федермана известно, что можно отыскать связи между переменными, характеризующими процесс в критериальной форме, сокращая этим количество переменных. При этом можно даже и не знать уравнений, характеризующих эти процессы. В этом случае на помощь исследователю приходит анализ размерностей величин, участвующих в изучаемых процессах. При этом, как известно, нахождение интересующих исследователя соотношений носит характер поиска, при котором получаемые результаты являются гипотетическими и подлежат дальнейшей проверке и уточнению. До сих пор такого рода методология применялась для относительно простых явлений с малым числом участвующих переменных. Однако применение цифровой вычислительной машины позволило придать новые свойства и возможности этому старому методу и проводить решения такого рода в весьма сложных задачах, позволяя находить критериальные зависимости в системах, где содержатся десятки и даже сотни переменных величин, связанных между собой.

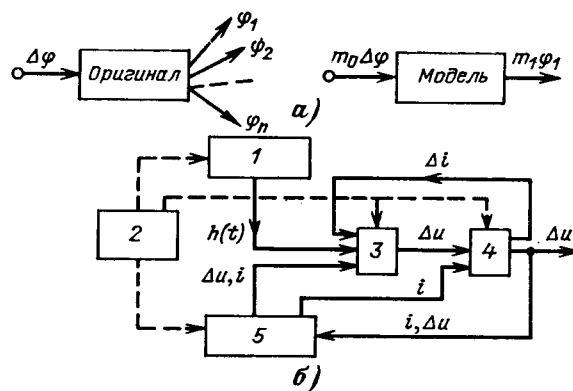


Рис. 6. Функциональное и кибернетическое моделирование.

а — принципиальная схема функционального моделирования; б — схема цифровой кибернетической модели: 1 — генератор функции $h(t)$; 2 — управляющий узел; 3 — множительный узел; 4 — сумматор; 5 — устройство памяти; Δi и Δu — приращения переменных; i — изучаемая функция.

В числе примеров такого рода можно привести работу по выбору экономических параметров линий электропередач на основе критериальных соотношений с помощью ЦВМ, выполненную Ю. И. Астаховым в лаборатории МЭИ и исследование различного рода тормозных устройств, проведенное А. В. Чичинадзе и А. И. Брауном в Институте машиноведения АН СССР.

Можно с уверенностью утверждать, что метод отыскания критериев подобия с помощью анализа размерностей, проводимого на ЦВМ, может широко использоваться при анализе самых сложных систем, не имеющих полного математического описания (в виде дифференциальных уравнений) или имеющих заведомо неполную информацию об исходных данных.

Введенные недавно в практику научного исследования приемы стохастического моделирования (см. выше), позволяющего осуществлять прогнозирование по данным эксперимента, уже находят применение при построении запоминающих самообучающихся устройств, которые на базе этих приемов моделирования отыскивают нужную функцию и во многом могут облегчить задачи управления энергетической системой. Особенно эффективным здесь представляется применение обучающихся систем, запоминающих критериальное соотношение ранее поставленных экспериментов и одновременно проводящих анализ результатов этих экспериментов и сопоставления их с новыми экспериментами.

Значительный интерес для задач энергетики представляют функциональное моделирование и как его развитие — кибернетическое моделирование, отражающее влияние внешней (в широком смысле) среды. При функциональном моделировании функция моделируется некой другой функцией (рис. 6). Такого рода функциональное моделирование получило наиболее широкую известность в тех исследованиях живых организмов (черепахи, мыши), которые широко проводились исследователями-кибернетиками. До настоящего времени функциональное моделирование носило в основном общий характер, без конкретизации количественных соотношений. Для применения в задачах энергетики функцио-

нальное моделирование получает определенное количественное соотношение. Эти количественные соотношения могли бы быть введены и в те известные функциональные модели мышей и черепах, которые создавались Шеноном и Уолтером.

Уже в этих моделях можно было бы ввести критерий интенсивности внешнего воздействия, оценивая подобие тех или иных функциональных операций не только чисто качественно, но и количественно, сопоставляя эффективность воздействия света или магнитного поля на модели с интенсивностью соответствующих биологических функций оригинала. Функциональное моделирование в объектах электроэнергетики может представляться более простым, но обязательно требует введения количественных соотношений.

При обобщенном подходе к моделированию, содержащемуся в функциональном и кибернетическом моделировании (О. А. Суханов, Б. И. Головицын), на первый план выдвигается возможность определенных обобщений или интегральных свойств, выявляемых при моделировании. В связи с возникновением таких задач внимание исследователей привлекает так называемое интегральное подобие и моделирование (В. М. Брейтман и др.), когда в условия подобия вводятся обобщенные величины, называемые интегроформами, с помощью которых исключаются переменные коэффициенты дифференциальных уравнений. Оказывается возможным вывести такие интегральные варианты тождественных преобразований, которые будут характеризовать процесс в целом, отражая так называемые метакачественные явления данного класса. В результате этого получается отображение объектов не переменными величинами, а интегральными соотношениями, и, таким образом, в действие вводится как бы «вторичная информация», заменяющая систему первичной информации, которая получается на основе критериев подобия, полученных в «малом» с помощью дифференциальных уравнений (Р. Г. Савченко). Для современных методов исследования и современной теории эксперимента (а теория подобия и есть теория эксперимента) существенно определенное взаимодействие между моделированием, теорией подобия и теорией планирования эксперимента. В настоящее время сам эксперимент, методы его постановки сделались важным объектом исследования. Теория планирования эксперимента, берущая свое начало в работах английского ученого Фишера, в настоящее время получила большое развитие в работах, проведенных в Советском Союзе (Г. К. Круг и др.). Основной задачей теории планирования эксперимента является оптимальное управление экспериментом при определенном знании механизма явления. Очевидно, что в этом смысле задачи планирования эксперимента теснейшим образом увязываются с задачами и методами кибернетики и соприкасаются с кибернетическим и функциональным моделированием, а методология соприкасается с методологией моделирования. Постановка опытов с учетом возможностей теории планирования эксперимента, т. е. выделение наиболее существенных факторов, учитывающих многоэкстремальность, с исследованием поверхностей отклика,

со специальными отсеивающими экспериментами и оценкой результатов методами дисперсионного анализа имеет большое значение. Но как показывают последние исследования, еще большую эффективность приобретает такой подход, когда постановка опытов и обработка полученных результатов производится на базе теории подобия и перечисленные выше приемы применяются к критериальным формам. Эксперименты при этом проводятся не только в натуре и не только на случайных лабораторных объектах, но на физически подобных объектах и моделях, сооруженных согласно правилам теории подобия.

Таким образом, именно от сочетания методов теории подобия, теории моделирования и теории эксперимента следует ожидать повышения эффективности инженерных исследований и разработки единой стратегии эксперимента, вбирающей в себя все эти теории, методы и приемы, — это актуальнейшая задача ближайшего будущего.

Программа проведения экспериментов мысленных, математических или физических дает быстро распространяющуюся на класс явлений, а не только на единичное явление оценку результатов, дает обобщенную критериальную зависимость и позволяет отсеять влияние постоянных случайных факторов.

Основная задача, которую особенно удачно решают методы планирования эксперимента, это как раз одна из проблем, возникающих при изучении сложных кибернетических систем. Ее можно сформулировать как нахождение совокупности варьируемых факторов, при которых целевая функция принимает определенный экстремум. При таких методах удается проводить минимальное число опытов и именно комплекс этих методов позволяет иметь надежную статистическую интерпретацию на каждом этапе.

Преимущества направленного эксперимента, обрабатываемого в критериальной форме, очень велики. Здесь прежде всего нужно подчеркнуть возможность закономерного отыскания функций правдоподобия, т. е. определенной математической формы, помогающей характеризовать результаты эксперимента. Методы теории планирования эксперимента распространяются и на случаи, когда не только функции, но и независимые переменные являются случайными величинами, значения которых меняются в соответствии с некоторым реальным или условно принятым распределением. Здесь критериальное соотношение анализируется с помощью так называемого конъюнктного анализа, позволяющего получать результаты не только в тех случаях, когда мы знаем или можем предположить определенный вероятностный закон указанного распределения, но и тогда, когда вместо детальной информации о событии мы знаем только среднее значение переменных по группам событий. Здесь удается отыскать полезную для решения практических задач функцию правдоподобия. Отсутствие части информации заставляет осуществлять исследования при *заведомо неполной информации*. При всех этих исследованиях большое значение приобретает ряд понятий и показателей, которые приходится вновь вводить для характеристики современных

приемов экспериментальных исследований. Здесь приходится говорить о функции трудности измерения, эффективной функции трудности и выгодности расстановки экспериментов. При таком подходе, еще во многом не полностью отработанном, весьма важным будет являться то, что поиски, проводимые с помощью методов планирования эксперимента, удастся определенным образом формализовать. Однако сочетание теории планирования эксперимента и теории подобия позволяет идти дальше и ввести понятие «критериальной функции отклика», аналогично той, которой широко пользуется теория планирования эксперимента. Вариации, которые здесь должны проводиться, будут выполняться не в отдельных величинах, а в критериальных соотношениях. Такого рода соотношения позволяют сразу получать целые области параметров. Эти области, представленные в виде пространств, будут особенно важны для сложных кибернетических систем, в которых такой подход, несомненно, окажется более удобным.

Задачу оптимизации можно решать с помощью критериальной поверхности отклика, находя области, где имеются тенденции к определенному минимуму или максимуму изменения целевой функции. Таким образом, несомненно, что перспектива, которую открывает объединенная теория эксперимента, основывающаяся на теориях подобия, моделирования и теории планирования эксперимента, позволит успешно продвинуться в направлении решения задачи прогнозирования поведения сложных систем по данным эксперимента. Именно эта объединенная теория будет той стратегией эксперимента, на базе которого смогут полноценно проводиться исследования больших систем энергетики, систем, постепенно переходящих в системы кибернетического типа.

Выводы. 1. Роль методов теории подобия и мо-

делирования не уменьшается с развитием современных методов исследования и их математизации, а растет.

2. Центральное место, которое сейчас приобретают во всех отраслях знания и во всех областях техники большие системы и кибернетические системы, заставляет обратить особое внимание на моделирование как средство непосредственной связи теории с опытом, средство проверки критерием практики любых теорий, ускорения испытания надежности, обеспечения проверки новой аппаратуры.

3. Приемы и правила теории подобия и моделирования будут всегда эффективны, если распространяя их на другие области, где применяется моделирование, дополнять и развивать их, исходя из особенностей этих областей.

4. Существенное значение в начале экспериментальных исследований имеет автоматизация нахождения критериев подобия, применяемых при моделировании, проводимое на ЦВМ.

5. Дальнейшее развитие теории моделирования идет по пути сочетания методов теории подобия, планирования эксперимента, методов исследования при вероятностной и неполной информации. Комплекс этих методов обеспечивает создание общей теории эксперимента, включающей как методы теории подобия и моделирования, так и методы теории планирования эксперимента, использующие современную вычислительную технику.

6. На основе критериальных зависимостей, применяемых в сочетании с методами планирования эксперимента, можно найти приемы, облегчающие задачи оптимизации сложных систем.

7. Весьма эффективно сочетание методов теории подобия и моделирования со статистическими методами, причем не только для анализа, но и управления в процессе применения устройства самообучения и запоминания.



УДК 621.3.015:621.315.1

К вопросу о выборе номинальных напряжений электрических сетей¹

Канд. техн. наук А. Б. КРИКУНЧИК

Москва

Выбор номинальных напряжений усложняется быстрыми темпами развития энергетики, выражающимися в удвоении производства электроэнергии каждые 5—10 лет, быстрым ростом единичных мощностей агрегатов на тепловых, атомных и гидроэлектростанциях, укрупнением мощностей электростанций и необходимостью передачи больших количеств электроэнергии на большие расстояния.

Выбор оптимального напряжения отдельной ВЛ. Из уравнения

$$E = \frac{Lj\sqrt{3}100}{pk},$$

где E — межфазное напряжение трехфазной ВЛ, кВ; L — длина линии, км; j — плотность тока в проводе при расчетной нагрузке, а/мм²; p — активные потери в линии при расчетной нагрузке, %; k — удельная проводимость материала провода, следует, что напряжение линии должно быть пропорционально длине линии.

Правило Стилла, по которому для ВЛ трехфазного тока следует выбирать примерно такое напряжение в киловольтах, сколько километров в ее длине имеет в своем основании приведенное выше уравнение при $p=5$, $j=1,0$ а/мм² для алюминиевых и $j=1,65$ а/мм² для медных проводов.

¹ Статья печатается в порядке обсуждения, поскольку взгляды А. Б. Крикунчика на выбор номинальных напряжений линий электропередачи не являются общепринятыми. В ближайших номерах журнала будут опубликованы статьи, в которых этот вопрос рассматривается с других точек зрения.

Практически выбор напряжения ВЛ ограничен теми напряжениями, которые приняты в стандарте, и теми, которые нашли распространение в той энергосистеме, к которой относится проектируемая ВЛ. Кроме того, экономическая плотность тока может изменяться в широких пределах в зависимости от цен на электроэнергию и на провода, коэффициента использования расчетной нагрузки линии, конструкции опор, трассы линии. Стоимость концевых устройств и оборудования для обеспечения устойчивости параллельной работы и регулирования напряжения оказывает значительное влияние на выбор напряжения ВЛ.

Широкое применение автотрансформаторов, имеющих меньшую стоимость, меньшие потери энергии и обеспечивающих большие возможности укрупнения единиц по сравнению с трансформаторами с раздельными обмотками, а также сооружение подстанций с малым числом выключателей или без них оказывают значительное влияние на выбор наиболее экономичных решений по электрическим сетям.

Допустимое значение активных потерь в линии при расчетной нагрузке зависит от соотношения цен на электроэнергию на отправном и приемном концах ВЛ, распределения и характера энергетических ресурсов, длины линии, потерь на корону.

Ограниченность трасс для ВЛ может побудить принять более высокое напряжение, чем это было бы сделано по технико-экономическим соображениям при других условиях.

Приведенное выше уравнение не включает ограничения сечения по минимальному диаметру провода из-за условий потерь на корону и радиопомех. Это обстоятельство делает невыгодным применение более высоких напряжений и при большой протяженности ВЛ, но при относительно небольших передаваемых мощностях. В некоторых случаях применение пустотелых или расширенных проводов может помочь преодолеть это препятствие к применению более высоких напряжений. Указанное выше уравнение для выбора напряжения ВЛ при заданной протяженности справедливо при передаче мощности порядка натуральной мощности, т. е. такой мощности, при которой индуктивный эффект линии под нагрузкой компенсируется емкостным ее эффектом при числе цепей в одном направлении не более одной-двух. Если приходится решать задачу передачи больших мощностей на сравнительно небольшое расстояние, то, пользуясь этим уравнением, получим неправильный результат. Если в этом случае примем одну-две цепи, то они будут нагружены в несколько раз больше их натуральной мощности при очень большом сечении проводов. Это будет сопряжено с большими потерями реактивной мощности, значительными потерями напряжения в линии, ухудшением устойчивости параллельной работы, и так как стоимость ВЛ в большей степени определяется сечением проводов, чем напряжением, то окажется выгодным применить более высокое напряжение. Вместо применения в данном случае значительного числа параллельных линий при напряжении по уравнению в большинстве случаев также окажется более выгодным принять меньшее число цепей более высо-

кого напряжения. Этим объясняется то обстоятельство, что для передачи мощности от тепловых электростанций с агрегатами 200, 300, 500 Мвт и на недалекие расстояния небольшую ее долю целесообразно распределить на напряжениях 110, 150 и 220 кВ, а для наибольшей ее части приходится использовать сети 330 и 500 кВ.

При проектировании наиболее напряженных по протяженности и по передаваемой мощности ВЛ выбирается наивысшее напряжение, для которого промышленность еще может изготовить оборудование, хотя более выгодным, особенно с учетом перспективы, было бы применить более высокое напряжение [Л. 1 и 2].

Как следствие перевода в СССР линий 400 кВ на напряжение 500 кВ и утверждение в качестве стандартного для дальнейшего строительства напряжения 500 кВ явились сети промежуточного между 220 и 500 кВ напряжения — 330 кВ. Дело в том, что натуральная мощность линии 220 кВ с одиночным проводом — около 135 Мвт, а линии 500 кВ — около 900 Мвт, и когда по условиям развития энергосистемы целесообразна передача мощности около 300—500 Мвт на цепь, в особенности при расстояниях между генерирующими узлами и крупными узлами потребления электроэнергии около 300—500 км, значительно выгоднее оказалось применение напряжения 330 кВ (натуральная мощность при одном проводе в фазе около 300 Мвт, при двух проводах в фазе около 400 Мвт) по сравнению с напряжением 220 кВ или сочетанием напряжений 220 и 500 кВ [Л. 3 и 4].

Ограничения по отключающей способности или номинальному току выключателей могут побудить перейти к более высокому напряжению, а существующие сети делить на части. Но этот предел носит временный характер и может быть далеко превзойден в будущем.

Выбор оптимальной системы напряжений для энергетических районов. Оптимальные решения могут быть найдены путем определения для каждого энергетического района системы напряжений с учетом исторически сложившейся сети. Причем, опыт проектирования показывает, что в обжитых районах при достигнутых в настоящее время плотностях нагрузки, а тем более при перспективных плотностях нагрузок, невыгодно применять ближайшие по стандартной шкале напряжения, и чем больше плотность нагрузок, тем больше должен быть разрыв между напряжениями. Как правило, нецелесообразно вводить напряжение 330 кВ в энергосистемах, где развиты сети 220 кВ или сети 220 и 500 кВ. Введено было напряжение 330 кВ вместо напряжения 220 кВ в основном в тех энергосистемах, где не было напряжения 220 кВ.

В Днепроэнерго на действующие сети 150 кВ решено было наращивать сети 220 кВ. Но после того, как были доказаны большие выгоды применения в этой энергосистеме напряжения 330 кВ по сравнению с напряжением 220 кВ или сочетанием напряжений 220 и 500 кВ, причем выгоды были как по капитальным затратам, так и по потерям в сетях и расходу цветного металла на ВЛ, начатая строительством двухцепная линия 220 кВ Приднестровская ГРЭС — Первомайская подстанция была

переведена на напряжение 330 кВ и все дальнейшее развитие сети Днепроэнерго выполнялось на напряжении 330 кВ. Запроектированная двухцепная ВЛ 220 кВ Кременчугская ГЭС — Киев протяженностью около 350 км была заменена одноцепной линией 330 кВ. Линии электропередачи 220 кВ Днепр — Донбасс и Змиевская ГЭС — Славянская ГЭС были после реконструкции переведены на напряжение 330 кВ, и все дальнейшее развитие сетей Украинской ССР осуществлялось на напряжении 330 кВ. Запроектированная двухцепная ВЛ 220 кВ Прибалтийская ГЭС — Рига протяженностью около 400 км была заменена одноцепной линией 330 кВ, в результате чего была достигнута экономия в расходе стали около 3 500 т, в расходе алюминия около 1 200 т при увеличенной пропускной способности. Эта линия положила начало развитию сетей 330 кВ в Северо-Западной объединенной энергосистеме. Сооружены были вместо линий 220 кВ первые линии 330 кВ в Закавказье и на Северном Кавказе. Линии 330 кВ связали Новочеркасскую ГЭС с Северным Кавказом и Чайкинской подстанцией в Донбассе. Вместо двухцепной линии 220 кВ была сооружена одноцепная линия в габаритах 330 кВ Ермаковская ГЭС — Павлодар — Семипалатинск — Новониколаевка.

Намечавшееся развитие сетей 220 кВ в Кольской энергосистеме, как недостаточно перспективное и плохо сочетающееся с напряжением 150 кВ, было заменено на основании технико-экономических расчетов на напряжение 330 кВ.

Однако нельзя оправдывать применение напряжения 330 кВ в тех случаях, когда оно не подходит по протяженности линий, передаваемой мощности с учетом ближайшей перспективы, по номинальным напряжениям существующих сетей.

При выборе системы напряжений для различных энергетических районов СССР необходимо исходить из базисного напряжения электрических сетей 110 кВ, как получившего у нас наибольшее распространение всюду, за исключением Днепроэнерго и Колэнерго, где базисным является напряжение 150 кВ. Из общей протяженности электрических сетей энергосистем в СССР на конец 1968 г. с напряжением 110 кВ и выше (235 тыс. км) 164,9 тыс. км составляют сети 110 кВ, т. е. около 70%.

Для обоснования экономического значения правильного выбора системы напряжений для энергетических районов, помимо ранее опубликованных данных, приведем данные по выбору системы напряжений по работе, выполненной во ВГПИ Теплоэлектропроект в феврале 1966 г. для сетей Север-

ного Казахстана и связи этого района с Южным Уралом. В районе Усть-Каменогорской и Бухтарминской ГРЭС и в районе Караганды и Целинограда существуют сети 110 и 220 кВ, но между этими районами на протяжении 900 км существовали только отдельные участки сетей 110 кВ. Как указано было выше, между Ермаковской ГРЭС, Павлодаром, Семипалатинском и Новониколаевкой вместо двухцепной линии 220 кВ была сооружена одноцепная линия протяженностью около 500 км напряжением 330 кВ.

Для связи Экибастузской ГРЭС с Южным Уралом Энергосетьпроект после технико-экономических оценок ряда вариантов было рекомендовано сооружение линии трехфазного тока 750 кВ, натуральная мощность которой около 2 200 Мвт, как имеющей бесспорные в данных условиях протяженности и передаваемой мощности преимущества по сравнению с линиями 500 кВ. К каким результатам может привести выбор обоснованной системы напряжений для всего энергетического района по сравнению с выбором напряжений для отдельных линий и участков, показывает следующая итоговая таблица 1 расчетов для сетей Северного Казахстана.

В расчетах приняты условные годы (m и n). В качестве условного n -го принят год, когда Ермаковская ГРЭС достигнет мощности 2 400 Мвт, а Экибастузская ГРЭС I — мощности 1 200 Мвт. В качестве условного m -го принят год, когда Экибастузские ГРЭС достигнут суммарной мощности 16 000 Мвт.

В первом варианте сооруженная линия 330 кВ Ермаковская ГРЭС — Семипалатинск — Новониколаевка используется на напряжении 220 кВ, а связь Экибастузской ГРЭС с Южным Уралом осуществляется вначале на напряжении 500 кВ, а затем параллельно ей сооружается линия 750 кВ (единственная в этом варианте).

Во втором варианте все новые линии сооружаются на напряжениях 110, 330 и 750 кВ. Линии 750 кВ предусматриваются не только в направлении Южного Урала, но и в направлении Барнаула — Кузбасса и Караганды с перспективой продолжения ее до юга Казахской ССР и республик Средней Азии. В тех случаях, когда в рассматриваемый период нагрузки по этим линиям еще не оправдывают включение их на напряжение 750 кВ, они используются временно на напряжении 330 кВ. Расчет потерь мощности в максимальном режиме на условный год m показывает, что оба рассматриваемых варианта с этой точки зрения примерно равноценны.

Таблица 1

Варианты	Первый вариант 750/500/220/110 кВ		Второй вариант 750/330/110 кВ		Разница в пользу второго варианта	
	n	m	n	m	n	m
Суммарная мощность вновь устанавливаемых трансформаторов, Мва	11 538	46 411	10 028	39 583	1 510	6 828
Расход алюминия на провода для ВЛ, т	28 166	89 713	26 772	73 374	1 294	16 339
Сравнимые капитальные затраты в электрические сети и электростанции, тыс. руб.	132 724	357 934	115 272	288 303	17 552	69 631

Сравнение показало, что второй вариант для данной сети имеет многие преимущества и, что особенно важно, при значительно меньших капитальных затратах и меньших затратах материалов и оборудования, при нем большее развитие получает более высокое напряжение 750 кВ, что, несомненно, показывает его еще большие выгоды в перспективе.

Аналогичные расчеты на перспективный год *т* для электрических сетей Закавказья (табл. 2) и Северного Кавказа, Ростовэнерго и связи с подстанцией 750 кВ «Донбасс» (табл. 3) показывают, что варианты 330/110 кВ и 750/330/110 кВ являются более экономичными. Они являются и более перспективными, так как применяются более высокие напряжения: 330 кВ вместо 220 и 750 вместо 500 кВ. Сооружение ВЛ 750 кВ Армавир — подстанция «Донбасс» обеспечивает выдачу в Южную и Центральную энергосистемы значительно большей пиковой мощности гидроэлектростанций Закавказья и Северного Кавказа, т. е. значительно большее использование гидроресурсов этих районов. Напряжения 750 и 330 кВ лучше сочетаются с существующими сетями 330 кВ Закавказья, развитыми сетями 330 кВ Северного Кавказа и основными сетями 330 и 750 кВ Южной объединенной энергосистемы.

Применение в одном энергетическом районе системы близких друг к другу напряжений приводит, как правило, к увеличению числа ступеней напряжения во всем районе и на каждой электростанции и подстанции, усложнению их электрического обо-

рудования, к увеличению установленной мощности трансформатора и капитальных затрат.

На практике могут быть и более сложные случаи, когда развитие и выбор напряжения электрических сетей соседних энергетических районов, сооружение ВЛ для связи между этими районами, большой рост мощностей электростанций могут сделать экономически оправданным внедрение следующего по стандарту на номинальные напряжения более высокого напряжения. Так, в Харьковской энергосистеме расширение Змиевской ГРЭС до 2400 Мвт и необходимость выдачи от нее мощности на сравнительно далекое расстояние в Киевэнерго и Днепроэнерго, где было принято напряжение 330 кВ, побудило принять на этой станции в качестве основного напряжения 330 кВ и на этом напряжении развивать сети Харьковэнерго. Линия электропередачи Змиевская ГРЭС — Славянская ГРЭС, как указывалось выше, переведена с напряжения 220 кВ на напряжение 330 кВ.

Более сложен этот процесс в Донбассэнерго, где сети 220 кВ получили значительно большее развитие, но в связи с сооружением крупных электростанций Старобешевской и Луганской мощностью по 2300 Мвт это напряжение явно становилось недостаточным. Появление сетей 330 кВ в Днепроэнерго сделало очень выгодным перевод линий электропередачи Днепр—Донбасс на напряжение 330 кВ. Выдачу мощности расширения Славянской ГРЭС двумя блоками по 800 Мвт и строящейся Угледорской ГРЭС мощностью 3600 Мвт было признано рациональным выполнить на напряжении 330 кВ. Связь Чайкинской подстанции Донбассэнерго с Новочеркаской ГРЭС Ростовэнерго была выполнена также на напряжении 330 кВ. При расширении и реконструкции Кураховской ГРЭС в качестве основного напряжения для нее принято напряжение 330 кВ, а распределительное устройство 220 кВ на ней ликвидируется. Таким образом, напряжение 330 кВ становится основным для сетей Донбассэнерго.

Во всех этих случаях развитие сетей этих энергосистем осуществляется на более высоком напряжении, а существующие сети низшего напряжения не расширяются, чаще же всего сокращаются или даже полностью ликвидируются путем перевода на более высокое напряжение.

Две цепи более низкого напряжения или одна цепь более высокого напряжения. Часто при проектировании электрических сетей, ссылаясь на требование надежности, отдают предпочтение двухцепным линиям более низкого напряжения по сравнению с одноцепной линией более высокого напряжения, несмотря на то, что это вызывает увеличение материальных затрат. Экономическая оценка повышения надежности при этом не всегда обоснована [Л. 5]. Обоснования имели бы силу, если бы при двухцепной линии можно было бы гарантировать сохранение одной цепи в работе при любых авариях на линии. Но опыт показывает, что такая оценка надежности не соответствует действительности. Если не учитывать отключения от атмосферных перенапряжений, которые успешно корректируются автоматическим повторным включением, при которых к тому же часто отключаются обе це-

Таблица 2

Сравниваемые параметры	Первый вариант 500/220/110 кВ (сети 330 кВ не развиваются)	Второй вариант 330/110 кВ (сети 500 кВ не вводятся, сети 220 кВ не развиваются)	Разница в пользу второго варианта
Суммарная мощность вновь устанавливаемых трансформаторов, Мва	16 668	13 200	3 468
Расход алюминия на провода для ВЛ, т	19 436	17 284	2 152
Сравниваемые капитальные затраты в электрические сети и электростанции, тыс. руб.	125 100	97 590	27 510

Таблица 3

Сравниваемые параметры	Первый вариант 500/220/110 кВ (развитие сетей 330 кВ ограничивается)	Второй вариант 750/330/110 кВ (сети 500 кВ не вводятся, сети 220 кВ не развиваются)	Разница в пользу второго варианта
Суммарная мощность вновь устанавливаемых трансформаторов, Мва	22 454	16 292	6 162
Расход алюминия на провода для ВЛ, т	31 150	27 803	3 347
Сравниваемые капитальные затраты в электрические сети и электростанции, тыс. руб.	188 709	159 725	28 984

пи двухцепных линий, то ВЛ высокого напряжения с большим сечением проводов в механическом отношении очень надежны. Повреждения на таких линиях, как правило, происходят при исключительных климатических условиях, на которые считают неэкономичным рассчитывать ВЛ. Но при таких условиях (ураганный ветер, исключительные гололед или паводок рек или пляска проводов, вызванная определенным сочетанием ветра и гололеда), как правило, выходят из строя обе цепи двухцепной линии. Это подтверждается, в частности, и опытом эксплуатации ВЛ 500 кВ Куйбышевская ГЭС—Москва и Волгоградская ГЭС—Москва, когда при таких условиях выходили из строя обе одноцепные линии, идущие параллельно на расстоянии 200 м одна от другой.

Надежность питания при одноцепной линии обеспечивается высококачественной конструкцией линии, наличием местных источников энергии в районе, питаемом линией, а в последующем при развитии сетей появлением новых линий, обеспечивающих двустороннее и многостороннее питание. Применение одноцепных ВЛ не должно служить препятствием для выбора более высоких напряжений, обеспечивающих большую экономию в материальных затратах и более прогрессивных и более перспективных с точки зрения развития энергетических систем.

Сочетание напряжений 220 и 110 кВ. Исторически сложилось так, что в старейших энергетических районах—Московском, Ленинградском, Уральском, в Донбассе, когда сети 110 кВ становились недостаточными по своему уровню, они наращивались ВЛ 220 кВ. В то время не ставился вопрос, является ли такое сочетание напряжений оптимальным с учетом перспективы развития энергосистем.

Иное положение складывается теперь после освоения оборудования более высоких напряжений—330, 500 и 750 кВ. С учетом этого обстоятельства для каждого энергетического района необходимо выбирать оптимальное сочетание напряжений. Как это следует из [Л. 3 и 4], приведенных выше материалов по Северному Казахстану и из расчетов, выполненных для Закавказья и Северного Кавказа, Ростовской энергосистемы, Северо-Запада европейской части СССР и Молдавской ССР, сочетание напряжений 110 и 220 кВ, как чересчур близких, не является для обжитых районов с определенной плотностью электрических нагрузок оптимальным.

Такое сочетание для обжитых районов должно применяться только там, где уже развиты сети 220 кВ или имеется сочетание напряжений 220 и 500 кВ. При этом в ряде случаев при соответствующих плотностях нагрузок может быть целесообразной прямая трансформация энергии 500/110 кВ. С другой стороны, при большом росте плотностей нагрузок крупных городов или при питании крупных энергоемких предприятий напряжение 220 кВ может стать напряжением распределительной сети с трансформацией 220/10 или 220/20 кВ, минуя ступень 110 кВ. Напряжение 220 кВ может быть также обоснованно применено в случае проектирования сетей большой протяженности в малообжитых рай-

онах, где небольшие мощности не позволяют применять более высокое напряжение.

Но и в ряде таких районов, где мощность энергосистемы не превышает на ближайшую перспективу 800—1 500 Мвт, при расстоянии между крайними точками энергосистемы 800—1 200 км и длине отдельных ВЛ до 500 км при равных или близких технико-экономических показателях вариантов 220/110 и 330/110 кВ, следует отдать предпочтение варианту 330/110 кВ, как обеспечивающему лучшие условия устойчивости параллельной работы и регулирования напряжения и как более перспективному.

Применение напряжения 220 кВ в новых районах может быть обосновано как сопутствующее напряжение 500 кВ в тех случаях, когда по протяженности и передаваемой мощности последнее напряжение, как основное, будет признано наиболее подходящим.

Введение в СССР напряжения 330 кВ. Многочисленные расчеты, некоторые данные которых приводились выше как относящиеся к отдельным ВЛ, так и к сетям целых энергетических районов, показывают, какие большие технико-экономические выгоды получило народное хозяйство СССР в результате строительства ВЛ 330 кВ. Это напряжение применялось всюду вместо ранее запроектированных линий 220 кВ, что позволило вместо двухцепных линий 220 кВ сооружать одноцепные линии 330 кВ и, обеспечивая большую экономию в материальных затратах, получить ВЛ большой пропускной способности. Строительство ВЛ 330 кВ позволило в короткие сроки создать объединенные энергосистемы Украинской ССР и Молдавской ССР, а также Северо-Запада европейской части СССР, объединить энергосистемы Северного Кавказа, Ростовэнерго и Донбассэнерго. Пропускная способность двух цепей ВЛ Днепр—Донбасс при переводе их с напряжения 220 кВ на напряжение 330 кВ увеличилась с 450 до 900 Мвт. Достичь этого при ранее запроектированной сети 220 кВ не было бы возможным и пришлось бы одновременно сооружать сети 500 кВ. Для напряжения 330/110 кВ наша промышленность изготавливает автотрансформаторы, начиная с мощности 63 Мва, в то время как минимальная мощность автотрансформаторов 500/110 кВ 250 Мва. С 1969 г. изготавливаются двухобмоточные трансформаторы 330 кВ, начиная с мощности 32 Мва, в то время как минимальная мощность двухобмоточных трехфазных трансформаторов 500 кВ 200 Мва. Эти данные показывают, что напряжение 330 кВ может быть использовано не только для выдачи больших мощностей от электростанций и объединения энергосистем, но и в качестве, в известной степени, распределительного напряжения. Например, ВЛ Змиевская ГРЭС—Киев 330 кВ имеет три промежуточные подстанции 330/110 кВ относительно небольшой мощности в городах Сумы, Конотопе и Нежине. Сооружение таких подстанций на напряжении 500 кВ потребовало бы очень больших капитальных затрат.

Определенные для отвлеченных условий зоны выгоды напряжений 220, 330 и 500 кВ и произведенные для конкретных энергосистем технико-экономические расчеты [Л. 3 и 4] показали, что

в этих условиях сети 330 кВ выгоднее сетей 220 кВ совместно с сетями 500 кВ по всем показателям — по капиталовложениям, расходу цветного металла на ВЛ и потерям электроэнергии.

При сооружении линий связи между районами, имеющими сети 330 кВ, и районами, имеющими сети 220 кВ, более перспективным, прогрессивным и, в конечном счете, более экономичным является выбор для таких линий более высокого напряжения, т. е. 330 кВ. Это относится, например, к ВЛ Курск—Орел, Курск—Брянск, Смоленск—Нелидово—Ржев—Калинин, Армавир—Афипская, Махачкала—Сумгаит.

Таким образом, правильное положение о том, что в развитых сетях 220 и 500 кВ, как правило, не следует применять напряжение 330 кВ, нужно обязательно дополнить положением о том, что там, где имеются сети 330 кВ, не следует применять на вновь сооружаемых линиях напряжения 220 и 500 кВ. Это подтверждается, в частности, сравнением вариантов присоединения к энергосистеме Ставропольской ГРЭС на Северном Кавказе мощностью 2400 Мвт. В первом варианте все линии Ставропольская ГРЭС—Армавир и линии Армавир—Афипская сооружаются на напряжении 330 кВ. Во втором варианте часть линий Ставропольская ГРЭС—Армавир сооружается на напряжение 330 кВ и часть—на напряжение 500 кВ. Между Армавиром и Афипской строится линия 220 кВ и в последующем параллельная ей линия 500 кВ. Оказалось, что первый вариант требует капитальных затрат на 4 млн. руб. меньше; он же оказался значительно более выгодным и по расчетным затратам.

В СССР первая ВЛ 330 кВ была введена в эксплуатацию в 1960 г. К концу 1968 г. таких линий было в эксплуатации 11 100 км. Для сравнения укажем, что к этому времени ВЛ 400 и 500 кВ было в эксплуатации 10 100 км.

Следует отметить, что питание крупных энергоемких предприятий может оказаться целесообразным выполнить непосредственно на напряжении 330 кВ с установкой двухобмоточных трансформаторов 330/10 или 330/20 кВ.

О следующей ступени напряжения для сетей с основным напряжением 330 кВ и строительстве ВЛ 750 кВ в ближайшие годы. С ростом мощностей электростанций, увеличением передаваемых по ВЛ мощностей и дальности электропередачи возникает необходимость наложения на сети с основным напряжением 330 кВ ВЛ более высокого напряжения. При этом наряду с напряжением 500 кВ в настоящее время должно рассматриваться напряжение 750 кВ.

В выполненной Энергосетьпроектом работе по развитию электрических сетей Украинской ССР рассматривалось для принятого перспективного уровня нагрузок три варианта:

ограничиться только развитием сетей 330 кВ;
на основную сеть 330 кВ наложить линии 500 кВ;

на основную сеть 330 кВ наложить линии 750 кВ.

Самым невыгодным оказался вариант с наложением линий 500 кВ. Второе место по выгодности занимает первый вариант, и наиболее выгодным и

перспективным признается вариант с наложением ВЛ 750 кВ.

Если в отношении сети Украинской ССР принято правильное решение и на сеть 330 кВ предложено наложить линии 750 кВ, то нельзя сказать, что эта тенденция проводится последовательно в других энергетических районах. Так, например, ВЛ, предназначенную для использования пиковой мощности гидроэлектростанций Закавказья и Северного Кавказа, предлагается строить на напряжение 500 кВ. Между тем эта линия проходит параллельно сети 330 кВ на Северном Кавказе, в Ростовэнерго и Донбассе. По мощности гидроэлектростанций, предназначенной для передачи по этой линии электропередачи, при напряжении 500 кВ эта линия должна быть двухцепной. Ее предположено довести до Липецка, т. е. протяженность этой линии около 1500 км. Намеченный завод линии 500 кВ на межсистемную подстанцию 750/330 кВ в Донбассе для создания связи между энергосистемами Юга и Центра сильно удорожает и усложняет эту подстанцию. В данном случае, безусловно, более правильно было бы по условиям протяженности, величине передаваемой мощности, сочетанию с напряжением сети 330 кВ соорудить одноцепную линию 750 кВ от Армавира через подстанцию 750/330 кВ в Донбассе до Липецка. Избытки мощности от электростанций Закавказья и Северного Кавказа поступали бы на подстанцию 750/330 кВ в Армавире по сети 330 кВ. Это решение было бы и более экономичным и более перспективным, так как использование крупных гидроэнергетических ресурсов Северного Кавказа и Закавказья по существу только начинается. На первых этапах, до соответствующего возрастания нагрузок, сооруженные участки линии 750 кВ в целях экономии затрат в ближайшие годы могут быть временно использованы на напряжении 330 кВ.

Подобные соображения относятся также к районам Курска, Белгорода и Смоленска, республик и областей на Северо-Западе европейской части СССР и ВЛ Конаковская ГРЭС—Ленинград. После исчерпания возможностей сетей 330 кВ ко времени, когда это будет экономически оправдано, во всех этих районах следует на сети 330 кВ настраивать ВЛ 750 кВ.

Отрицательное отношение к напряжению 330 кВ отразилось и на отношении к напряжению 750 кВ. Между тем это высшее в настоящее время напряжение может быть с большой пользой для народного хозяйства при правильном технико-экономическом подходе и правильном учете перспективы использовано во многих случаях. Рост мощностей энергосистем, необходимость сооружения межсистемных связей с достаточно большой пропускной способностью, правильно экономически обоснованной с учетом перспективы, увеличение мощностей электростанций до 4 000—5 000 Мвт, установка агрегатов на тепловых электростанциях мощностью 800 и 1 200 Мвт и на атомных электростанциях реакторов с электрической мощностью 1 000 Мвт, а в ближайшем будущем, по-видимому, еще значительно большей мощностью, делает выгодным использование напряжения 750 кВ, особенно в тех районах, где не получили широкое развитие сети

500 кВ. Как показано было выше, выгодным является применение напряжения 750 кВ в Северном Казахстане в сочетании с напряжением 330 кВ. Намеченное в этом варианте развитие сетей сооружения линии электропередачи трехфазного тока 750 кВ Кузбасс—Барнаул—Рубцовск—Экибастуз протяженностью около 1 000 км целесообразно ускорить в целях использования имеющихся и сохраняющихся в течение значительного периода времени больших избытков мощности в Центральной Сибири, в районах Северного Казахстана. Капитальные затраты на один передаваемый кВт по такой линии будут в несколько раз меньше затрат на сооружение новых электростанций в Северном Казахстане. Правило о том, что напряжение линии связи двух энергосистем, имеющих разное высшее номинальное напряжение сетей, должно выбираться по высшему напряжению, как обеспечивающему более высокую реализацию эффекта объединения энергосистем и как более перспективному, относится и к напряжениям 500 и 750 кВ. И уж во всяком случае не следует допускать сооружения параллельных линий близких напряжений: 750 и 500 кВ, 500 и 330 кВ, 330 и 220 кВ.

Дополнительные связи Южной и Центральной энергосистем, Южной энергосистемы и энергосистемы Северо-Запада, энергосистемы Северо-Запада и Центральной энергосистемы европейской части СССР, а также западное полукольцо Центральной энергосистемы Липецк—Курск—Смоленск—Белый Раст, которые должны появиться по мере роста мощностей, при соответствующей величине передаваемых нагрузок следует с учетом вышеизложенного выполнять на напряжении 750 кВ.

О следующей, более высокой ступени напряжения для сетей с основным напряжением 500 кВ и 750 кВ. Высокие темпы роста производства и потребления электроэнергии выдвигают уже в настоящее время проблему исследования и освоения более высокой, чем 750 кВ, ступени напряжения

трехфазного тока. Для системы напряжений 110—220—500 кВ это могло бы быть номинальное напряжение 1 100 кВ (натуральная мощность одной цепи около 4 800 Мвт) и для системы напряжений 110—330—750 кВ—1 700 кВ (натуральная мощность одной цепи около 11 000 Мвт). В СССР, США, Швеции, Франции и Италии ведутся работы по исследованиям, разработке электрооборудования и конструкций ВЛ, созданию испытательных стендов трехфазного тока для напряжений в диапазоне 1 100—1 500 кВ. В США и Швеции высказывается такая точка зрения, что было бы нецелесообразно осваивать две ступени «ультравысокого» или «предельновысокого» напряжения, а желательно принять одну ступень, технически осуществимую в ближайшие годы, которая могла бы перекрыть и сети 500 кВ, и сети 750 кВ, и в качестве такого напряжения называют напряжение, близкое к 1 500 кВ. Планы работ, связанных с освоением этой ступени напряжения, рассчитаны на несколько лет. Там, где развиты сети 500 кВ, может потребоваться наложение сети «ультравысокого» напряжения в более короткие сроки. Там, где будут развиты сети 750 кВ, предоставится больший промежуток времени для освоения следующего класса напряжения трехфазного тока.

Литература

1. Janke G. and Lalander S., Transmission at 400 kv or higher voltages in Sweden, CIGRE, 1956.
2. Сыромятников И. А., Применение напряжения 500 кВ вместо 400 кВ, «Электричество», 1957, № 11.
3. Грюнталь Ю. Л. и Шеренсис А. Н., Электропередачи 330 кВ, их характеристики и перспективы применения в СССР, «Электричество», 1959, № 9.
4. Крикунчик А. Б., Рокотян С. С. и Якуб Ю. А., Некоторые проблемы дальних электропередач в СССР, CIGRE, 1960.
5. Сыромятников И. А., Основные направления по осуществлению сплошной электрификации, «Электричество», 1959, № 12 и последующая дискуссия по этой статье.

[8.7.1969]



УДК 621.3.016.352

Области допустимых отклонений при исследовании синхронной динамической устойчивости энергосистем вторым методом Ляпунова

Канд. техн. наук М. Я. ВАЙМАН

Москва

Внедрение прямого метода Ляпунова в практику расчета синхронной динамической устойчивости энергетических систем сталкивается с серьезными затруднениями [Л. 1]. Даже после того, как найдена удачная функция Ляпунова, необходимо решить ряд сложных задач, связанных с выделением областей устойчивости. Так, для уравнивания энергосистем в консервативной идеализации известен первый интеграл (интеграл энергии), положительно определенная функция, принимаемая в качестве

функции Ляпунова. Она может быть записана в форме, предлагаемой в [Л. 2 и 3]. Замкнутая часть поверхности равного уровня функции Ляпунова, проходящая через одну из особых точек типа «седло», определяет область допустимых отклонений системы. Однако у такой функции Ляпунова несколько особых точек, поэтому определение координат нужной для исследования седловой точки является сложной задачей.

Таким образом, исследование динамической

устойчивости рассматриваемых систем с помощью метода функций Ляпунова связано с решением трех проблем:

построение удачной функции Ляпунова, с помощью которой можно было бы в дальнейшем выделить область допустимых отклонений, близкую к реально существующей у системы области устойчивости;

определение координат искомой седловой точки для нахождения граничного значения функции Ляпунова [Л. 3—5] и составления критериального неравенства

$$V(\vec{x}) \leq V_{гр}, \quad (1)$$

т. е. выделение в пространстве фазовых переменных наибольшей замкнутой поверхности равного уровня;

отделение области, ограниченной незамкнутой частью поверхности $V(\vec{x}) = V_{гр}$, от области, ограниченной ее замкнутой частью, т. е. выделение области допустимых отклонений.

Задачи исследования уравнений переходных процессов в ряде идеализаций, в том числе и в консервативной, могут быть описаны системой дифференциальных уравнений, отличающихся от линейных однородных с постоянными коэффициентами лишь наличием аддитивно входящих функций от любой из фазовых переменных или от их линейных комбинаций.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_i}{dt} &= \sum_{k=1}^n a_{ik} x_k + b_{ik} f_k(\delta_k); \\ \delta_k &= \sum_{k=1}^n c_k x_k, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $k=1, 2, \dots, n$; a_{ik} , b_{ik} , c_k — постоянные коэффициенты.

В проводимых ниже исследованиях функции $f_k(\delta_k)$, входящие в (2), представляют собой тригонометрические функции вида

$$f_k(\delta_k) = \sin(\delta_{k0} + \Delta\delta_k) - \sin \delta_{k0}. \quad (3)$$

Поэтому в некотором диапазоне изменения аргумента нелинейные функции f_k расположены в первом и третьем квадрантах при условии $0 < \delta_{k0} < 90^\circ$.

В силу консервативности рассматриваемой системы компоненты градиента функции V с точностью до знака равны правым частям уравнений (2), т. е.

$$\frac{\partial V}{\partial x_i} = \pm X_k(x_1, \dots, x_n), \quad (4)$$

где $i, k=1, 2, \dots, n$; $\frac{\partial V}{\partial x_i}$ — компоненты градиента функции V ; $X_k(x_1, \dots, x_n)$ — правые части выражения (2).

В некотором диапазоне изменения фазовых переменных, определяемом периодом тригонометрических функций (3), поверхности равного уровня представляют собой «вложенные одна в другую» поверхности с возрастающими значениями $V = \text{const}$. Положение равновесия является особой точкой типа «центр». Для таких систем наиболь-

шая замкнутая поверхность равного уровня функции V проходит через одну седловую точку.

В силу выполнения условия (4) особые точки функции V , а также положения равновесия системы (2) могли бы быть найдены из условия:

$$X_k(x_1, \dots, x_n) = 0; \quad k=1, 2, \dots, n, \quad (5)$$

если были бы известны методы определения всех корней системы трансцендентных уравнений $(-\pi \leq x_k \leq +\pi)$.

Представим систему (2) в матричной форме в следующем виде

$$\frac{d\vec{x}}{dt} = X(\vec{x}). \quad (6)$$

Правую часть (6) запишем в виде произведения некоторой матрицы на вектор-столбец фазовых переменных

$$X(\vec{x}) = \varphi(\vec{x}) \vec{x}. \quad (7)$$

В силу (7) выполнение условия (5) возможно в следующих случаях:

$$\left. \begin{aligned} \vec{x} &= 0, \\ \det |\varphi(\vec{x})| &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Таким образом, ненулевые решения системы (5) обращают в нуль определитель матрицы $\varphi(\vec{x})$. Ненулевыми решениями (5) являются точки — максимумы функции V и седловые точки этой функции.

При поиске наибольшей замкнутой поверхности равного уровня функции V для определения области допустимых отклонений интересуются одной седловой точкой. Нужная для исследования седловая точка принадлежит границе области устойчивости и поверхности (8), следовательно, указанные две поверхности имеют, по крайней мере, одну общую точку.

Для доказательства того, что других общих точек у исследуемых поверхностей быть не может, рассмотрим специфические особенности исследуемой энергосистемы в консервативной идеализации.

Так как в некотором диапазоне изменения фазовых переменных

$$x'_k < x_k < x''_k, \quad (9)$$

нелинейные функции, входящие в уравнения (2), находятся в первом и третьем квадрантах, т. е. в «гурвицевом угле», то в указанных диапазонах (9) выполняются обобщенные условия Рауса — Гурвица.

Выполнение обобщенных условий Рауса — Гурвица эквивалентно требованию, чтобы полином

$$|\varphi(\vec{x}) - \lambda E| \quad (10)$$

был полиномом Гурвица.

Для того чтобы (10) был полиномом Гурвица, все корни характеристического уравнения, составленного по (10), должны лежать в левой полуплоскости.

Если для уравнений в консервативной идеализации составить полином (10), то ни при каких значениях фазовых переменных нельзя добиться, чтобы его корни лежали в левой полуплоскости. Точно так же, в силу консервативности, исходная система не может быть асимптотически устойчивой. Однако существует область в пространстве фазовых переменных, где исследуемая система устойчива по Ляпунову. Аналогично существует область в пространстве взаимных углов, где ни один из корней указанного характеристического уравнения не лежит в правой полуплоскости, все корни лежат на мнимой оси.

Обозначим уравнение границы области, получаемой из требования, чтобы ни один из корней (10) не лежал в правой полуплоскости, через

$$\psi(\vec{x}) = 0. \quad (11)$$

Для того чтобы (10) был полиномом Гурвица, все определители Гурвица, составленные из коэффициентов характеристического уравнения, должны быть больше нуля.

Определение границы, где выполняются обобщенные условия Гурвица, облегчается тем, что первым нарушается последний определитель Гурвица [Л. 6], который равен произведению предпоследнего определителя на свободный член

$$\Delta_n = \Delta_{n-1} a_n. \quad (12)$$

Специфика анализа заключается в том, что исследование по последнему определителю Гурвица проводится в пространстве фазовых переменных. Корректность такого решения вытекает из того обстоятельства, что исследование (10) также соответствует анализу линейной системы. При этом рассматривается устойчивость всех возможных линеаризованных систем в «гурвицевом угле» [Л. 7].

Так как предпоследний определитель Гурвица при анализе уравнений многомашинных энергосистем в консервативной идеализации тождественно равен нулю, то анализ следует вести по свободному члену полинома (10), который больше нуля в некоторой области, ограниченной поверхностью (11). Известно, что

$$a_n = \det |\varphi(\vec{x})|. \quad (13)$$

Анализ по свободному члену характеристического уравнения, получаемого при линеаризации (2), используется в энергетике для анализа статической устойчивости. Характерной особенностью данного исследования является то обстоятельство, что анализ по свободному члену характеристического уравнения используется для исследования синхронной динамической устойчивости.

Обозначим уравнение наибольшей замкнутой поверхности равного уровня функции V

$$L(\vec{x}) = 0. \quad (14)$$

Известно, что данной поверхности принадлежит одна седловая точка, удовлетворяющая (5). Но ненулевые решения (5) удовлетворяют (8), а следовательно (11).

Таким образом, поверхности (11) и (14) имеют одну общую точку, которая является необходимой для анализа седловой точкой. Показано, что других общих точек у рассматриваемых поверхностей быть не может, т. е. обобщенные условия Гурвица в силу характерных особенностей систем в консервативной идеализации являются необходимыми условиями устойчивости.

В силу сказанного, область, ограниченная поверхностью (14), целиком находится в области, ограниченной поверхностью (11), имеет с ней одну общую точку, которая и является нужной для исследования седловой точкой.

На поверхности (11) находятся и другие особые точки функции V . Однако известно, что в пределах многомерного куба со стороной 2π значение V в искомой седловой точке меньше значения V в остальных особых точках, кроме точки $\vec{x} = 0$.

Так как (14) является уравнением наибольшей замкнутой поверхности равного уровня $V = V_{гр}$, то все замкнутые поверхности равного уровня со значениями $V = \text{const}$, меньшими, чем $V_{гр}$, находятся внутри области, ограниченной поверхностью (11), и не имеют с ней общих точек (рис. 1), а все разомкнутые поверхности со значениями $V = \text{const}$, большими, чем $V_{гр}$, пересекают (11). Поэтому минимальное значение (абсолютный экстремум) функции Ляпунова на поверхности (11) является ее значением в нужной седловой точке. В остальных седловых точках, принадлежащих (11), функция V имеет локальный экстремум.

В тех случаях, когда уравнение (11) является кривой, например, для трехмашинных энергосистем,

анализ указанным способом не встречает затруднений.

При увеличении числа машин в энергосистеме $n > 3$ не только усложняется вид поверхности (11), но и возрастают трудности с определением абсолютного экстремума.

Расчет координат седловых точек в этом случае был произведен с использованием метода статистических испытаний [Л. 8].

Однако знание координат нужной седловой точки, а следовательно, граничного значения функции Ляпунова недостаточно для определения области допустимых отклонений, так как критериальному неравенству (1) удовлетворяют точки в фазовом пространстве, ограниченные как замкнутой, так и разомкнутой частями поверхности $V = V_{гр}$. Для отделения этих двух областей необходим критерий неустойчивости. Так как в области, ограниченной (11), $a_n > 0$, а вне этой области $a_n < 0$, то данные неравенства предлагается использовать в качестве критериев неустойчивости.

Если точка в фазовом пространстве принадлежит области допустимых отклонений, то она должна удовлетворять неравенствам:

$$\left. \begin{aligned} V(\vec{x}) &\leq V_{гр}; \\ a_n(\vec{x}) &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Если точка в фазовом пространстве принадлежит области неустойчивости, то выполняются условия

$$V(\vec{x}) \leq V_{гр}; \quad (16)$$

$$a_n(\vec{x}) \leq 0. \quad (17)$$

Для уравнения энергосистем в консервативной идеализации получено уравнение поверхности (11) при произвольном числе машин в системе. Для уравнения энергетических систем при учете переходных процессов в обмотках возбуждения синхронных машин известна функция Ляпунова, особые точки которой совпадают с положениями равновесия исследуемой системы [Л. 2]. Благодаря этому и для данной идеализации получено уравнение поверхности, на которой находится искомая седловая точка, и неравенства (15)–(17).

Таким образом, для энергетических систем предлагается способ исследования динамической устойчивости с использованием наряду с функцией Ляпунова обобщенных условий Гурвица.

Изложим предлагаемую методику на примере трехмашинной энергосистемы. Запишем уравнения возмущенного движения системы [Л. 3]:

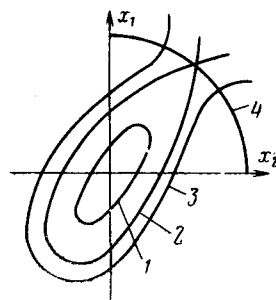


Рис. 1. Изображение на фазовой плоскости следов поверхностей равного уровня (1)–(3) функции V , а также функции $\psi(\vec{x})$ в первом квадранте (4).

$$\left. \begin{aligned} \frac{d(\Delta\delta_{13})}{dt} &= s_{13}; \quad \frac{d(\Delta\delta_{23})}{dt} = s_{23}; \\ \frac{ds_{13}}{dt} &= k_4 f_{13} + k_1 f_{12} + k_3 f_{23}; \\ \frac{ds_{23}}{dt} &= k_3 f_{13} - k_2 f_{12} + k_5 f_{23}, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где

$$k_1 = 1/H_1; \quad k_2 = 1/H_2; \quad k_3 = 1/H_3; \\ k_4 = k_1 + k_3; \quad k_5 = k_2 + k_3.$$

Если для системы (18) составить полином (10), то при некоторых изменениях фазовых переменных $\Delta\delta_{13}$ и $\Delta\delta_{23}$ может появиться дробь, числитель которой отличен от нуля, а знаменатель равен нулю.

Поэтому матрицу $\Phi(\vec{x})$ полинома (10) надо преобразовать.

Смысл преобразования ясен из вида матрицы:

$$\left\| \begin{array}{cccc|cc} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{k_4 f_{13}}{\Delta\delta_{13}} + \frac{k_1 f_{12}}{\Delta\delta_{13} - \Delta\delta_{23}} - \frac{k_2 f_{23}}{\Delta\delta_{23}} - \frac{k_1 f_{12}}{\Delta\delta_{13} - \Delta\delta_{23}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_3 f_{13}}{\Delta\delta_{13}} - \frac{k_2 f_{12}}{\Delta\delta_{13} - \Delta\delta_{23}} - \frac{k_5 f_{23}}{\Delta\delta_{23}} - \frac{k_2 f_{12}}{\Delta\delta_{13} - \Delta\delta_{23}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right\}. \quad (19)$$

Составим для (19) полином (10), приравняем его нулю и после вычислений и преобразований получим:

$$\lambda^4 + a_2 \lambda^2 + a_4 = 0, \quad (20)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= -\frac{k_6 f_{12}}{\Delta\delta_{12}} - \frac{k_5 f_{23}}{\Delta\delta_{23}} - \frac{k_4 f_{13}}{\Delta\delta_{13}}; \\ a_4 &= \frac{k_7 f_{12} f_{23}}{\Delta\delta_{12} \Delta\delta_{23}} + \frac{k_7 k_{13} f_{12}}{\Delta\delta_{13} \Delta\delta_{12}} + \frac{k_7 f_{13} f_{23}}{\Delta\delta_{13} \Delta\delta_{23}}; \\ k_6 &= k_1 + k_2; \quad k_7 = k_1 k_2 + k_2 k_3 + k_1 k_3. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Уравнение поверхности (11) получим, если приравняем нулю (21). Задача определения координат нужной седловой точки функции Ляпунова является экстремальной: определение абсолютного минимума функции V на кривой

$$a_4(\Delta\delta_{13}, \Delta\delta_{23}) = 0. \quad (22)$$

Составление матрицы (19) необходимо только для доказательства способа. При расчете конкретных примеров необходимо, зная параметры системы (18), записать уравнение кривой (22). Затем следует с помощью ЦВМ найти абсолютный минимум функции Ляпунова на кривой (22) с учетом неравенств

$$-\pi \leq \delta_{nk} \leq +\pi. \quad (23)$$

Предлагаемым способом на малой ЦВМ «Наири» был произведен расчет координат седловых точек функций Ляпунова для уравнений конкретных трех- и четырехмашинных энергосистем. Для трехмашинных энергосистем поиск абсолютного мини-

мума функции Ляпунова производился двумя способами. Первый алгоритм предусматривает определение координат искомой седловой точки путем непосредственного поиска абсолютного минимума на кривой (22). Во втором алгоритме для поиска абсолютного минимума использован метод Монте-Карло. Применение статистических методов позволило уменьшить затраты машинного времени.

Для четырехмашинных энергосистем поиск абсолютного минимума функции V на поверхности осуществлен одним алгоритмом с использованием метода Монте-Карло.

Пример. Два эквивалентных генератора работают через две линии электропередачи на шины неизменного напряжения [Л. 5].

Уравнения движения системы (рис. 2):

$$\left. \begin{aligned} \dot{\delta}_{13} &= s_{13}; \quad \dot{\delta}_{23} = s_{23}; \\ H s_{13} &= 0,8 - 1,433 \sin(\delta_{13} - \delta_{23}) - 0,515 \sin \delta_{13}; \\ H s_{23} &= 0,8 + 1,433 \sin(\delta_{13} - \delta_{23}) - 2,226 \sin \delta_{23}. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Установившиеся значения углов в послеварийном режиме

$$\delta_{130} = 49^\circ 5'; \quad \delta_{230} = 33^\circ. \quad (25)$$

Как и для трехмашинной энергосистемы, уравнением кривой, на которой находится искомая седловая точка, являются (21) и (22). Составляющие (21) могут быть представлены:

$$\begin{aligned} f_{12} &= 0,407(1 - \cos \Delta\delta_{12}) - 1,374 \sin \Delta\delta_{12}; \\ f_{13} &= 0,392(1 - \cos \Delta\delta_{13}) - 0,334 \sin \Delta\delta_{13}; \\ f_{23} &= 1,212(1 - \cos \Delta\delta_{23}) - 1,867 \sin \Delta\delta_{23}. \end{aligned}$$

Результаты, полученные предлагаемым способом: при шаге 0,1 рад $V_{rp} = 1,387$; $\Delta\delta_{23rp} = 1,799$ рад; $\Delta\delta_{13rp} = 2,249$ рад; при шаге 0,01 рад $V_{rp} = 1,363$; $\Delta\delta_{23rp} = 1,840$ рад; $\Delta\delta_{13rp} = 2,025$ рад.

Результаты, полученные в [Л. 5]:

$$V_{rp} = 1,365; \quad \Delta\delta_{23rp} = 1,83 \text{ рад}; \quad \Delta\delta_{13rp} = 2,05 \text{ рад}.$$

Литература

- Веников В. А., Переходные электромеханические процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
- Янко-Триницкий А. А., Новый метод анализа работы синхронных двигателей при резкопеременных нагрузках, Госэнергоиздат, 1958.
- Тагиров М. А. и др., Об аналитических критериях синхронной динамической устойчивости многомашинных систем, Изв. Сиб. отд. АН СССР, серия техн. наук, вып. 2, 1967, № 8.
- Арзамасцев Д. А. и Рудницкий М. П., Некоторые вопросы практического использования второго метода Ляпунова для исследования динамической устойчивости многомашинных систем, Сб. трудов семинара-симпозиума «Второй метод Ляпунова и его применение в энергетике», Новосибирск, 1966.
- Горев А. А., Введение в теорию устойчивости параллельной работы электрических станций, Избранные труды по вопросам устойчивости электрических систем, Госэнергоиздат, 1960.
- Красовский Н. Н., Некоторые задачи теории устойчивости движения, Физматгиз, 1959.
- Лйзерман М. А. и Гантмахер Ф. Р., Абсолютная устойчивость регулируемых систем, Изд. АН СССР, 1963.
- Растринин Л. А., Статистические методы поиска, изд-во «Наука», 1968.

[13.3.1970]



Расчет резонансных перенапряжений в линиях электропередачи на высших нечетных гармониках

Ч. М. ДЖУВАРЛЫ и Г. А. МИРОНОВ

Баку

При коммутациях ненагруженных линий с подсоединенными к ним трансформаторами возможны продолжительные резонансные перенапряжения на частотах, кратных частоте источника [Л. 1]. Такие перенапряжения возникают в линиях передачи или участках сети, собственные частоты которых близки к $n\omega$. В связи с тем, что собственные частоты современных линий передачи находятся в пределах (1—7) ω , наиболее вероятны резонансные перенапряжения на этих гармониках.

Существование длительных устойчивых резонансных колебаний в линиях электропередачи на высших гармониках до сих пор является спорным вопросом, резонансные же перенапряжения в переходных режимах имеют место, и с ними необходимо считаться.

В статье дается методика расчета переходных резонансных перенапряжений на высших нечетных гармониках в линиях электропередачи или участках сети с одним или несколькими трансформаторами, включенными в различные точки. Расчет колебаний на высших четных гармониках отличается некоторой особенностью, связанной с отсутствием четных гармоник в составе магнитного потока трансформатора, поэтому колебания на этих гармониках здесь не анализируются.

В качестве примера (см. рисунок) рассмотрим схему замещения (а) участка сети с несколькими трансформаторами. Расчетная схема (б) такой сети (рис. 1, б) состоит из $N=N_1+N_2-K$ ячеек. Для этой схемы могут быть составлены следующие уравнения.

Запишем уравнения для начала линии:

$$L_1 i''_1 + \psi''_{12} = U_m \cos \theta - r_1 i'_1;$$

$$L_2 i''_2 + \frac{1}{C_{23}} (i_2 - i_3) - \psi''_{12} = -r_2 i'_2,$$

где $\theta = \omega(t - t_0)$.

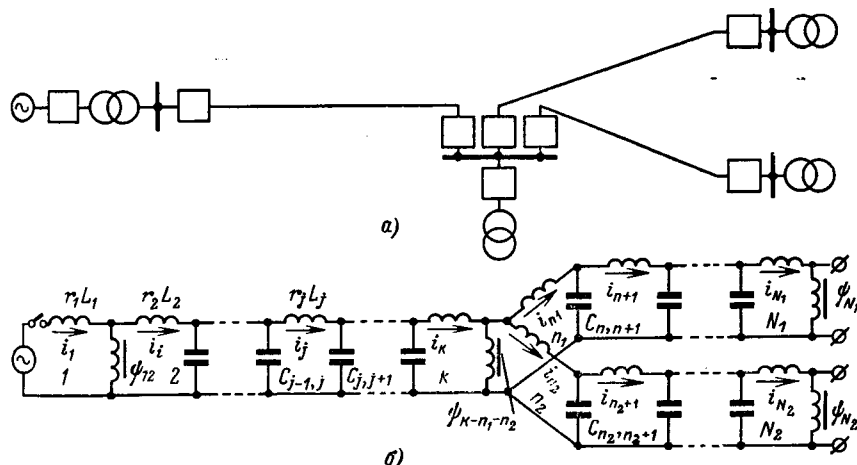


Рис. 1.

Для j -й ячейки линии электропередачи имеем:

$$\left. \begin{aligned} L_j i''_j + \frac{1}{C_{j-1,j}} (i_j - i_{j-1}) + \frac{1}{C_{j,j+1}} (i_j - i_{j+1}) = \\ = -r_j i'_j, \\ j = 3, 4, \dots, k-1, n_1+1, \dots, N_1-1, n_2+1, \dots, N_2-1; \\ \text{для узловой точки } k-n_1-n_2 \\ L_k i''_k + \frac{1}{C_{k-1,k}} (i_k - i_{k-1}) + \psi''_{k-n_1-n_2} = -r_k i'_k, \\ L_{n_1} i''_{n_1} + \frac{1}{C_{n_1, n_1+1}} (i_{n_1} - i_{n_1+1}) - \psi''_{k-n_1-n_2} = \\ = -r_{n_1} i'_{n_1}; \\ L_{n_2} i''_{n_2} + \frac{1}{C_{n_2, n_2+1}} (i_{n_2} - i_{n_2+1}) - \psi''_{k-n_1-n_2} = \\ = -r_{n_2} i'_{n_2}; \\ \text{для конца линии } N_1 \\ L_{N_1} i''_{N_1} + \frac{1}{C_{N_1-1, N_1}} (i_{N_1} - i_{N_1-1}) + \psi''_{N_1} = \\ = -r_{N_1} i'_{N_1}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Нелинейная зависимость между потокоцеплением трансформатора, включенного между k -й и Σn -й ячейками, $\psi_{k-\Sigma n}$ и намагничивающим током $i_{k-\Sigma n}$ аппроксимируется полиномом достаточно высокой степени. Примем аппроксимацию и построим решение для полинома 9-й степени:

$$\psi_{k-\Sigma n} = L_{k-\Sigma n} i_{k-\Sigma n} + b_3 i_{k-\Sigma n}^3 + b_5 i_{k-\Sigma n}^5 + b_7 i_{k-\Sigma n}^7 + b_9 i_{k-\Sigma n}^9. \quad (2)$$

Следует заметить, что коэффициенты аппроксимации могут быть различными для различных трансформаторов и для различных гармоник, например, в случае резонанса на третьих гармониках при наличии у трансформатора обмотки, замкнутой в треугольник.

В соответствии с асимптотическими методами [Л. 2] для системы квазилинейных уравнений вида

$$\frac{d^2}{dt^2} \sum_{i,j=1}^N L_{ij} i_j + \sum_{i,j=1}^N \frac{1}{C_{ij}} i_j = \varepsilon Q_j(i_1, \dots, i_N, i'_1, \dots, i'_N, \theta_1, \dots, \theta_M, \varepsilon), \quad (3)$$

$$j = 1, 2, \dots, N,$$

где ε — малый параметр и

$$Q_j(\theta_1, \dots, \theta_M) = Q_j(\theta_1 + 2\pi, \dots, \theta_M + 2\pi),$$

в первом приближении возможно построение решения в форме одночастотного колебания:

$$i_j = A\varphi_j^{(1)} \cos \beta_1 t.$$

Здесь β_1 — основная (первая) собственная частота, определяемая из характеристического уравнения, составленного из коэффициентов системы (1) — индуктивностей и емкостей расчетной схемы:

$$\det \left\| -L_{ij}\beta^2 + \frac{1}{C_{ij}} \right\| = 0, \quad (4)$$

$$i, j = 1, 2, \dots, N.$$

Коэффициенты распределения $\varphi_j^{(1)}$ по j -м координатам (ячейкам) амплитуды колебания A с частотой β , находятся из выражения

$$\sum_{i=1}^N \varphi_i^{(1)} \left[-L_{ij}\beta^2 + \frac{1}{C_{ij}} \right] = 0,$$

$$j = 1, 2, \dots, N.$$

В случае, когда система близка к резонансу на частоте $\frac{p}{q}\omega$, где p и q — простые целые числа, т. е.

$\beta_1 \approx \frac{p}{q}\omega$, возможно построение решения в форме

$$i_j = A\varphi_j^{(1)} \cos \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right). \quad (5)$$

В (5) амплитуда A и фаза $\varphi = \beta_1 t - \frac{p}{q}\omega t$, характеризующая степень настройки системы в резонанс, являются величинами переменными и взаимосвязанными и определяются из условий:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dA}{dt} &= \varepsilon F_1(A, \varphi); \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \beta_1 - \frac{p}{q}\omega + \varepsilon F_2(A, \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Входящие в (6) функции F_1 и F_2 необходимо рассчитывать в каждом конкретном случае в соответствии с выражениями, приведенными в [Л. 2]:

$$F_1 = \frac{1}{2\pi^2 m_1} \sum_{\sigma} e^{i\sigma q \varphi} \times$$

$$\times \left[\frac{(q\beta - p\omega) \sigma i \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{j=1}^N Q_{j0}^{(1)} \left(A, \theta, \frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) \times}{4\beta^2 - (q\beta - p\omega)^2 \sigma^2} \rightarrow \right.$$

$$\rightarrow \frac{\times \varphi_j^{(1)} e^{-i\sigma q \varphi} \sin \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) d\theta d \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right)}{4\beta^2 - (q\beta - p\omega)^2 \sigma^2} +$$

$$\frac{2\beta \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{j=1}^N Q_{j0}^{(1)} \left(A, \theta, \frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) \times}{4\beta^2 - (q\beta - p\omega)^2 \sigma^2} \rightarrow$$

$$\left. \frac{\times \varphi_j^{(1)} e^{-i\sigma q \varphi} \cos \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) d\theta d \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right)}{4\beta^2 - (q\beta - p\omega)^2 \sigma^2} \right];$$

$$F_2 = -\frac{1}{2\pi^2 m_1 A} \sum_{\sigma} e^{i\sigma q \varphi} \times$$

$$\times \left[\frac{(q\beta - p\omega) \sigma i \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{j=1}^N Q_{j0}^{(1)} \left(A, \theta, \frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) \times}{4\beta^2 - (q\beta - p\omega)^2 \sigma^2} \rightarrow \right.$$

$$\rightarrow \frac{\times \varphi_j^{(1)} e^{-i\sigma q \varphi} \sin \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) d\theta d \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right)}{4\beta^2 - (q\beta - p\omega)^2 \sigma^2} +$$

$$\frac{2\beta \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{j=1}^N Q_{j0}^{(1)} \left(A, \theta, \frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) \times}{4\beta^2 - (q\beta - p\omega)^2 \sigma^2} \rightarrow$$

$$\left. \frac{\times \varphi_j^{(1)} e^{-i\sigma q \varphi} \cos \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) d\theta d \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right)}{4\beta^2 - (q\beta - p\omega)^2 \sigma^2} \right]. \quad (17)$$

Здесь $Q_{j0}^{(1)} \left(A, \theta, \frac{p}{q}\omega t + \varphi \right)$ — правая часть системы (3) для нулевого приближения, т. е. когда $A = \text{const}$ и $\varphi = \text{const}$.

При определении F_1 и F_2 суммирование в (7) производится по всем целым значениям σ , положительным и отрицательным, для которых кратные интегралы отличны от нуля.

При расчете резонансных колебаний в линиях электропередачи необходимо учесть как минимум составляющие двух частот — с частотой источника и с основной собственной частотой системы, т. е. решение следует искать в форме:

$$i_j = I_{\beta} \varphi_j^{(\beta)} \cos \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right) + I_{\omega} \varphi_j^{(\omega)} \cos (\omega t + \alpha), \quad (8)$$

где индексы β и ω относятся к частотам соответствующих колебаний.

В первом приближении колебания с частотой источника не зависят от высшей гармонической, и величины I_{ω} , $\varphi_j^{(\omega)}$, α_j могут быть определены из (1) без учета нелинейных членов.

Амплитуда и фаза высшей гармонической являются величинами переменными и должны быть определены из (1) в соответствии с (5) и (6).

Для приведения системы (1) к виду, пригодному для применения асимптотических методов, подставляем (8) в (1) с учетом (2), в результате чего получим:

для j -й ячейки линии электропередачи

$$L_{jj} i''_j + \frac{1}{C_{j-1,j}} (i_j - i_{j-1}) + \frac{1}{C_{j,j+1}} (i_j - i_{j+1}) =$$

$$= -r_{jj} i'_j,$$

$$j = 3, 4, \dots, k-1, \dots, N_1-1, \dots, N_2-1,$$

где

$$L_{jj} = L_j, \quad r_{jj} = r_j;$$

$$i_j = I_{\beta} \varphi_j^{(\beta)} \cos \left(\frac{p}{q}\omega t + \varphi \right);$$

для ячеек $k - \Sigma n$, между которыми подключен трансформатор,

$$\begin{aligned} L_{kk} i''_k + \frac{1}{C_{k-1,k}} (i_k - i_{k-1}) - L_{k-\Sigma n} i''_{(k-\Sigma n)-k} &= \\ &= -r_{kk} i'_k - f(i_{k-\Sigma n}); \\ L_{nn} i''_n + \frac{1}{C_{n-1,n}} (i_n - i_{n+1}) - L_{k-\Sigma n} i''_{(k-\Sigma n)-n} &= \\ &= -r_{nn} i'_n + f(i_{k-\Sigma n}), \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} L_{kk} &= L_k + L_{k-\Sigma n}; \quad L_{nn} = L_n + L_{k-\Sigma n}; \quad r_{kk} = r_k; \\ r_{nn} &= r_n; \\ f(i_{k-\Sigma n}) &= (3b_3 i_{k-\Sigma n}^2 + 5b_5 i_{k-\Sigma n}^4 + 7b_7 i_{k-\Sigma n}^6 + \\ &+ 9b_9 i_{k-\Sigma n}^8) i''_{k-\Sigma n} + (6b_3 i_{k-\Sigma n} + 20b_5 i_{k-\Sigma n}^3 + \\ &+ 42b_7 i_{k-\Sigma n}^5 + 72b_9 i_{k-\Sigma n}^7) (i'_{k-\Sigma n})^2. \end{aligned} \quad (10)$$

Значения намагничивающих токов в соответствии с (8) и схемой рис. 1 получим в виде:
в начале линии электропередачи

$$i_{12} = I_\beta (\varphi_1^{(\beta)} - \varphi_2^{(\beta)}) \cos \left(\frac{p}{q} \omega t + \varphi \right) + I_\omega (\varphi_1^{(\omega)} - \varphi_2^{(\omega)}) \cos \omega t;$$

в точке $k - n_1 - n_2$

$$\begin{aligned} i_{k-n_1-n_2} &= I_\beta (\varphi_k^{(\beta)} - \varphi_{n_1}^{(\beta)} - \varphi_{n_2}^{(\beta)}) \cos \left(\frac{p}{q} \omega t + \varphi \right) + \\ &+ I_\omega (\varphi_k^{(\omega)} - \varphi_{n_1}^{(\omega)} - \varphi_{n_2}^{(\omega)}) \cos \omega t; \end{aligned}$$

в точке N_1

$$i_{N_1} = I_\beta \varphi_{N_1}^{(\beta)} \cos \left(\frac{p}{q} \omega t + \varphi \right) + I_\omega \varphi_{N_1}^{(\omega)} \cos \omega t.$$

После подстановки значений $i_{k-\Sigma n}$ в (10) получаются тригонометрические ряды, содержащие гармоники от аргументов, кратных $\left(\frac{p}{q} \omega t + \varphi \right)$. $\theta = \omega t$ и их комбинации. Для получения решения (8) в форме (6), удобной для численного интегрирования, необходимо найти функции F_1 и F_2 . Для этого из большого числа гармоник, входящих в (10), выбираются те, для которых кратные интегралы в (7) отличны от нуля при каких-либо значениях целого числа σ .

Ниже приведены примеры построения решений для конкретных случаев.

Резонанс на седьмую гармонику возникает в системах, собственная частота которых, определяемая из (4), близка к 7ω :

$$\beta \approx \frac{p}{q} \omega = 7\omega.$$

При построении решения из членов ряда, составляющего (10), выбираем те члены, которые удовлетворяют условию:

$$Q_{j0}^{(1)} (I_\beta, \omega t, \beta t) e^{-i\sigma\varphi} \begin{cases} \cos \beta t \\ \sin \beta t \end{cases} \equiv \begin{cases} \cos^2 \sigma (\beta t - 7\omega t) \\ \sin^2 \sigma (\beta t - 7\omega t) \end{cases},$$

где $Q_{j0}^{(1)}$ — правая часть системы (9); $\sigma = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Таковыми членами в (10) будут:

$$i_{k-\Sigma n}^{(2)} i''_{k-\Sigma n} = \dots - \left[\left(\frac{3}{4} A^2 + \frac{1}{2} B^2 \right) \beta^2 + B^2 \omega^2 \right] A \cos \beta t + \dots;$$

$$i_{k-\Sigma n}^{(4)} i''_{k-\Sigma n} = \dots - \left[\left(\frac{5}{8} A^4 + \frac{9}{4} A^2 B^2 + \frac{3}{8} B^4 \right) \beta^2 + \frac{3}{2} B^2 (A^2 + B^2) \omega^2 \right] A \cos \beta t + \dots;$$

$$i_{k-\Sigma n}^{(6)} i''_{k-\Sigma n} = \dots - \left[\frac{5}{16} \left(\frac{7}{4} A^6 + 15 A^4 B^2 + \frac{27}{2} A^2 B^4 + B^6 \right) \beta^2 + \frac{15}{8} (A^4 + 3 A^2 B^2 + B^4) B^2 \omega^2 \right] A \cos \beta t + \frac{1}{64} B^7 \omega^2 \cos 7\omega t + \dots;$$

$$\begin{aligned} i_{k-\Sigma n}^{(8)} i''_{k-\Sigma n} &= \dots - \frac{7}{32} \left[\frac{9}{4} A^8 + 35 A^6 B^2 + 75 A^4 B^4 + \right. \\ &+ 30 A^2 B^6 + \left. \frac{5}{4} B^8 \right] A \beta^2 \cos \beta t - \frac{35}{16} (A^6 + 6 A^4 B^2 + 6 A^2 B^4 + B^6) \times \\ &\times A B^2 \omega^2 \cos \beta t - \frac{3}{32} \left(\frac{3}{8} B^2 \omega^2 + \right. \\ &+ \left. \frac{7}{2} A^2 \omega^2 + A^2 \beta^2 \right) B^7 \cos 7\omega t + \dots; \end{aligned}$$

$$i_{k-\Sigma n} (i'_{k-\Sigma n})^2 = \dots + A \left(\frac{A^2 \beta^2}{4} + \frac{B^2 \omega^2}{2} \right) \cos \beta t + \dots;$$

$$i_{k-\Sigma n}^3 (i'_{k-\Sigma n})^2 = \dots + \frac{A}{8} [A^2 (A^2 + 3 B^2) \beta^2 + 3 B^2 \omega^2 (A^2 + B^2)] \cos \beta t + \dots;$$

$$i_{k-\Sigma n}^{(5)} (i'_{k-\Sigma n})^2 = \dots + \left[\frac{5}{64} A^3 \beta^2 (A^4 + 8 A^2 B^2 + 6 B^4) + \frac{5}{16} A B^2 \omega^2 (A^4 + 3 A^2 B^2 + B^4) \right] \cos \beta t - \frac{B^7 \omega^2}{64} \cos 7\omega t + \dots;$$

$$\begin{aligned} i_{k-\Sigma n}^{(7)} (i'_{k-\Sigma n})^2 &= \dots + \left[\frac{14}{256} A^3 \beta^2 (A^6 + 15 A^4 B^2 + 30 A^2 B^4 + \right. \\ &+ 10 B^6) + \frac{35}{128} A B^2 \omega^2 (B^6 + 3 A^2 B^4 + 3 A^4 B^2 + A^6) \left. \right] \cos \beta t + \\ &+ \frac{1}{256} B^7 (A^2 \beta^2 - 5 B^2 \omega^2 - 63 A^2 \omega^2 + 14 A^2 \omega \beta) \cos 7\omega t + \dots \end{aligned}$$

Здесь

$$A = I_\beta \left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right);$$

$$B = I_\omega \left(\varphi_k^{(\omega)} - \sum_n \varphi_n^{(\omega)} \right).$$

В результате в правой части системы (9) остаются следующие члены:

$$\begin{aligned} Q_{j0}^{(1)} (I_\beta, \theta, 7\omega t + \varphi) &= -r_{jj} i'_j + \left\{ \frac{3}{32} b_3 \frac{A^2}{2} + \right. \\ &+ B^2 \left. \right\} + \frac{5}{8} b_5 (A^4 + 6 A^2 B^2 + 3 B^4) + \frac{35}{64} b_7 (A^6 + 12 A^4 B^2 + \\ &+ 18 A^2 B^4 + 4 B^6) + \frac{63}{128} b_9 (A^8 + 20 A^6 B^2 + 60 A^4 B^4 + 40 A^2 B^6 + \\ &+ 5 B^8) \left. \right\} A \beta^2 \cos \beta t + \left\{ \frac{49}{64} b_7 \omega^2 + \frac{9}{256} b_9 [49 \omega^2 (B^2 + 12 A^2) + \right. \\ &+ 16 A^2 \beta^2 - 112 A^2 \omega \beta] B^7 \cos 7\omega t \left. \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Выражения такого вида будут входить в уравнения тех ячеек, к которым подключены трансформаторы. Используя (11), из (7) находим функции $F_1(I_\beta, \varphi)$ и $F_2(I_\beta, \varphi)$, в результате чего получаем систему уравнений для определения переменных амплитуды и фазы составляющей с частотой 7ω :

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_{\beta}}{dt} &= -\frac{1}{2} \delta I_{\beta} - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)}{m_1 (\beta + 7\omega)} P_k^{(\beta)} (A, B) B^7 \sin \varphi; \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \beta - 7\omega - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)^2}{2\beta m_1} S_k^{(\beta)} (A, B) - \\ &\quad - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)}{m_1 (\beta + 7\omega)} P_k^{(\beta)} (A, B) \frac{B^7}{I_{\beta}} \cos \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} m_1 &= \sum_{i,j=1}^N L_{ij} \varphi_i^{(\beta)} \varphi_j^{(\beta)}; \quad \delta = \frac{1}{m_1} \sum_{i,j=1}^N r_{ij} \varphi_i^{(\beta)} \varphi_j^{(\beta)}; \\ P_k^{(\beta)} (A, B) &= \frac{49}{64} b_7 \omega^2 + \frac{9}{256} b_9 [49\omega^2 (B^2 + 12A^2) + \\ &\quad + 16A^2 \beta^2 - 112A^2 \omega \beta]; \\ S_k^{(\beta)} (A, B) &= \left[\frac{3}{2} b_3 \left(\frac{A^2}{2} + B^2 \right) + \frac{5}{8} b_5 (A^4 + 6A^2 B^2 + \right. \\ &\quad + 3B^4) + \frac{35}{64} b_7 (A^6 + 12A^4 B^2 + 18A^2 B^4 + 4B^6) + \\ &\quad \left. + \frac{63}{128} b_9 (A^8 + 20A^6 B^2 + 60A^4 B^4 + 40A^2 B^6 + 5B^8) \right] \beta^2. \end{aligned}$$

Здесь индекс β указывает на то, что входящие в выражения A и B коэффициенты распределения $\varphi_k^{(\beta)}$ определены для рассматриваемой собственной частоты β .

Интегрируя последнюю систему (12), находим I_{β} и φ , используемые в дальнейшем для определения токов i_j , которые нетрудно связать с напряжениями в узловых точках линии электропередачи.

Следует заметить, что наиболее трудоемкая в построении решения работа по отысканию в разложении (10) резонансных гармоник может быть выполнена с помощью ЦВМ. Принцип построения такого алгоритма известен.

Резонанс на пятую гармонику возможен в случае, когда собственная частота системы, определяемая из (4), близка к 5ω .

Для построения решения в этом случае выбираем те члены ряда, которые удовлетворяют условию:

$$Q_{j0}^{(1)} (I_{\beta}, \theta, 5\omega t + \varphi) e^{-i\varphi} \begin{cases} \cos \beta t \\ \sin \beta t \end{cases} \equiv \begin{cases} \cos \sigma (\beta t - 5\omega t), \\ \sin \sigma (\beta t - 5\omega t). \end{cases}$$

С помощью выбранных резонансных членов и правой части (9) после определения F_1 и F_2 получаем уравнение для переменных амплитуды и фазы 5-й гармонической:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_{\beta}}{dt} &= -\frac{1}{2} \delta I_{\beta} - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)}{m_1 (\beta + 5\omega)} P_k^{(\beta)} (A, B) B^5 \sin \varphi; \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \beta - 5\omega - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)^2}{2\beta m_1} S_k^{(\beta)} (A, B) - \\ &\quad - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)}{m_1 (\beta + 5\omega)} P_k^{(\beta)} (A, B) \frac{B^5}{I_{\beta}} \cos \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Здесь

$$\begin{aligned} P_k^{(\beta)} (A, B) &= \frac{1}{64} \{ 100b_5 \omega^2 + 7b_7 [12A^2 \beta^2 + 25\omega^2 (9A^2 + B^2) - \\ &\quad - 60A^2 \omega \beta] + 9b_9 [42A^2 \beta^2 (4A^2 + B^2) + 25\omega^2 (B^4 + 21A^2 B^2 + \\ &\quad + 35A^4) - 140A^2 \omega \beta (2A^2 + B^2)] \}. \end{aligned}$$

Остальные переменные в (13) $S_k^{(\beta)} (A, B)$; A ; B и параметры $\varphi_k^{(\beta)}$, $\varphi_n^{(\beta)}$, δ и m определяются теми же выражениями, что и в (12), но для собственной частоты $\beta \approx 5\omega$.

При резонансе на третью гармонику аналогично выбираем резонансные члены из (10) для случая, когда собственная частота системы близка к 3ω .

Ограничиваясь в (2) полиномом 7-й степени для правой части уравнения (9), получим систему дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_{\beta}}{dt} &= -\frac{1}{2} \delta I_{\beta} - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)}{m_1 (\beta + 3\omega)} P_k^{(\beta)} (A, B) B^3 \sin \varphi - \\ &\quad - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)}{m_1 6\omega} R_k^{(\beta)} (A, B) B^6 \sin 2\varphi, \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \beta - 3\omega - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)^2}{2m_1 \beta} S_k^{(\beta)} (A, B) - \\ &\quad - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)}{m_1 (\beta + 3\omega)} P_k^{(\beta)} (A, B) \frac{B^3}{I_{\beta}} \cos \varphi - \\ &\quad - \sum_k \frac{\left(\varphi_k^{(\beta)} - \sum_n \varphi_n^{(\beta)} \right)}{m_1 6\omega} R_k^{(\beta)} (A, B) \frac{B^6}{I_{\beta}} \cos 2\varphi. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Здесь

$$\begin{aligned} P_k^{(\beta)} (A, B) &= \frac{9}{4} b_3 \omega^2 + \frac{5}{16} b_5 [12A^2 \beta^2 + 9\omega^2 (B^2 + 6A^2) - \\ &\quad - 24A^2 \omega \beta] + \frac{7}{64} b_7 [10A^2 \beta^2 (9B^2 + 26A^2) + 9\omega^2 (3B^4 + \\ &\quad + 45A^2 B^2 + 50A^4) - 60A^2 \omega \beta (3B^2 + 4A^2)]; \\ R_k^{(\beta)} (A, B) &= \frac{7}{64} b_7 (\beta^2 + 36\omega^2 - 12\omega \beta) A, \end{aligned}$$

которые определены для соответствующей частоты $\beta \approx 3\omega$.

Решение в форме (12)–(14) дает возможность построить огибающую амплитуд высшей гармоники в переходном процессе, что позволяет вести расчет с большим шагом интегрирования, чем непосредственно системы (1).

В случае больших амплитуд кратных гармоник необходимо учитывать влияние их на амплитуды вынужденной составляющей. Решение в этом случае может быть получено в соответствии с методикой [Л. 3], позволяющей учитывать составляющие нескольких частот.

Вывод. Приведенные в работе решения для высших нечетных гармоник вместе с решением для 2-й гармонической [Л. 4] могут быть использованы для расчета амплитуд и фаз резонансных колебаний

Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах

Доктор техн. наук А. Д. ДРОЗДОВ и канд. техн. наук С. Л. КУЖЕКОВ

Новочеркасск

Трансформаторы тока, используемые в схемах релейной защиты и противоаварийной автоматики, вследствие насыщения стали сердечника могут искажать передаваемую информацию в установившихся и особенно переходных режимах коротких замыканий. Искажения формы кривой вторичного тока оказывают существенное влияние на работу устройств релейной защиты, выполненных на полупроводниковых приборах. Это приводит к необходимости расчета формы кривых вторичных токов трансформаторов тока i_2 и их характерных точек. Так, например, для быстродействующих дифференциально-фазных защит шин, дистанционных и направленных защит на полупроводниках, применяемых в СССР и за рубежом, погрешности вычисляют по переходу тока через нуль [Л. 1]. Для дифференциально-фазной защиты шин, описанной в [Л. 2], требуется знать участок «идеальной» трансформации [Л. 3] и т. д.

Кривая вторичного тока i_2 с большой точностью может быть рассчитана по реальным кривым намагничивания с учетом остаточной индукции и частных циклов перемагничивания методом последовательных интервалов [Л. 4]. Однако расчеты по интервалам трудоемки и не позволяют получить общие соотношения хотя бы с невысокой степенью точности. В [Л. 3 и 5] для расчета и анализа процессов в трансформаторах тока применяется замена характеристики намагничивания идеальной прямоугольной кривой (ПХН). С помощью ПХН определяются токовая и угловая погрешности, действующее и среднее значения i_2 , а также момент насыщения ωt_s . Недостаток такой аппроксимации заключается в неучете изменения намагниченности вещества I и линейного роста индукции при полном насыщении стали сердечника. Это приводит к значительным погрешностям в определении формы тока в промежутке времени, когда сердечник трансформатора насыщен. В [Л. 3 и 6] расчет i_2 производится с помощью характеристики, состоящей из трех отрезков. Средний из них ($-B_s - B_s$) совпадает с осью ординат (рис. 1), а два других,

образующих некоторый узел с осью абсцисс, исходят из точек $\pm B_s$. Эта характеристика в [Л. 3] названа «спрямленной». Рассмотрим целесообразность использования такой характеристики для определения момента насыщения ωt_s , момента выхода из насыщения ωt_b , участка «идеальной» трансформации, момента перехода через нуль и через значение, превышающее $1,5 I_{ном}$ трансформатора тока, а также погрешностей по переходу через нуль δ_0 и уровень $1,5 I_{ном}$, которую обозначим как δ_y .

Поведение трансформатора тока в переходных и установившихся режимах коротких замыканий описывается уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} i'_0 &= i'_1 - i_2; \\ -\omega_2 \frac{d\Phi}{dt} + (r_b + r_n) i_2 + (L_{s2} + L_n) \frac{di_2}{dt} &= 0; \\ \omega_2 \Phi &= f(i_0), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где Φ — основной поток в сердечнике; L_{s2} — индуктивность рассеяния вторичной обмотки; r_b — активное сопротивление вторичной обмотки; r_n , L_n — параметры нагрузки.

Определим параметры схемы замещения трансформатора, необходимые в расчетах. Сопротивления первичной обмотки не оказывают влияния на токораспределение и поэтому не учитываются. Параметры вторичной обмотки приводятся в справочной литературе. Сопротивление ветви намагничивания, как показано в [Л. 7], при высоких кратностях тока можно определить по однозначным характеристикам намагничивания. В частности, можно использовать среднюю кривую намагничивания, а также (с большей ошибкой) — амплитудную динамическую характеристику $B_{max}(H_{max})$, снятую при приложении к одной из обмоток трансформатора напряжения и замере э. д. с. на разомкнутой вторичной обмотке.

Схема замещения со «спрямленной» характеристикой приведена на рис. 2. Так как до насыщения сердечника током i'_0 пренебрегают, то $i_2 = i'_1$ и трансформация идеальная. В момент насыщения

на высших гармонических в линиях передачи и участках сети в переходных режимах. Для этого находится собственная частота линий электропередачи или участка сети и затем используются соответствующие этой частоте расчетные уравнения. Аналогичным путем может быть выполнен расчет субгармонических колебаний.

Таким образом, на основании приведенной методики можно определить величину и длительность феррорезонансных перенапряжений различных гармоник, возникающих при коммутации слабозагруженных линий с трансформаторами.

Литература

1. Артемьев Д. Е. и др., Статистические основы выбора изоляции линий электропередачи, изд-во «Энергия», 1965.
2. Митропольский Ю. А., Проблемы асимптотической теории нестационарных колебаний, изд-во «Наука», 1964.
3. Джуварлы Ч. М. и Миронов Г. А., Расчеты многочастотных резонансных колебаний в квазилинейных системах, описываемых N дифференциальными уравнениями второго порядка, Изв. АН Азерб. ССР, Серия физ.-техн. и матем. наук, 1967, № 6.
4. Джуварлы Ч. М. и Миронов Г. А., К расчету квазиустановившихся колебаний на четных гармониках в блочных схемах передач, Изв. АН Азерб. ССР, серия физ.-техн. и матем. наук, 1968, № 1.

[16.10.1970]



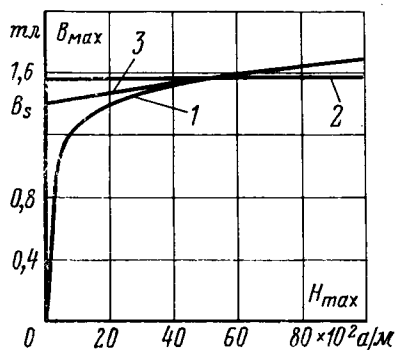


Рис. 1. Способы аппроксимации кривой намагничивания.

1 — действительная характеристика; 2 — идеальная прямоугольная кривая; 3 — «спрямленная» характеристика.

сердечника ωt_s , когда $B = B_s$, ключом K параллельно сопротивлению нагрузки включается дифференциальная индуктивность ветви намагничивания L_s . Значение L_s определяют по приращениям ΔB и ΔH на участке амплитудной динамической кривой намагничивания, аппроксимированной наклонным лучом «спрямленной» характеристики,

$$L'_s = \frac{\Delta B}{\Delta H} \frac{\omega_2^2 s}{l}.$$

При $H \geq 1000$ а/см практически достигается намагниченность насыщения J_s , $\frac{\Delta B}{\Delta H} \approx \mu_0$ и $L_s \approx L_{ост}$.

В момент ωt_b ключ K автоматически отключается, при этом индукция, уменьшаясь, становится равной B_s . В результате восстанавливается идеальная трансформация до следующего момента насыщения.

В [Л. 8] указывается, что, используя кусочно-линейную аппроксимацию кривой намагничивания, нельзя определять токи трансформатора с ошибкой менее 40%, поскольку вследствие коммутации ключа K в схеме замещения рис. 2 возникает собственный переходный процесс в контуре r_2 , L_s , якобы отсутствующий в реальной схеме. Однако можно показать (см. приложение 1), что во вторичной цепи трансформатора тока, имеющего плавную характеристику намагничивания, при насыщении сердечника возникает свободный ток, затухающий по закону, близкому к экспоненциальному. Среднее за период значение этого тока равно нулю, так как в установившемся режиме короткого замыкания трансформатор насыщается в каждый полупериод, а значения амплитуд свободных составляющих равны между собой и противоположны по знаку.

Аппроксимация характеристики одного и того же трансформатора с помощью «спрямленной» характеристики дает не всегда одинаковую точность расчета. Поэтому целесообразно определить границы применимости предложенного метода. Естественно предложить следующий критерий допусти-

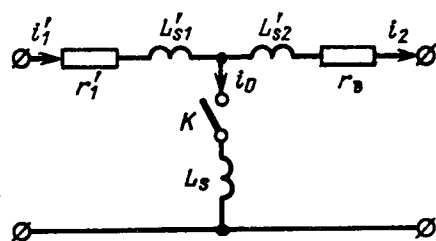


Рис. 2. Схема замещения трансформатора тока со «спрямленной» характеристикой.

мости аппроксимации: если в условиях 10%-ной полной погрешности рабочая точка находится за коленом кривой намагничивания для действующих значений напряжений и тока, то можно пренебречь током намагничивания до колена кривой и производить расчет либо по ПХН, либо по «спрямленной» характеристике.

При активной нагрузке трансформатора критерий допустимости удобно выразить в виде соотношений для граничных значений первичного тока и сопротивления вторичной цепи. Если $L_2 = L_{s2} + L_H = 0$, то

$$I'_1 = \sqrt{(I'_0)^2 + [(1 - f_i) I'_1]^2},$$

откуда

$$I'_1 = \frac{H_{сд} l}{\omega_2 \sqrt{1 - (1 - f_i)^2}}.$$

Обозначая через $H_{сд}$ действующее значение напряженности магнитного поля, соответствующей колену кривой намагничивания для действующих значений напряжения и тока, а через $f_{i \min}$ минимальное значение токовой погрешности трансформатора, получаем граничное значение $I'_{1гр}$, начиная с которого при $f_{i \min}$ допускается расчет по «спрямленной» характеристике:

$$I'_{1гр} = \frac{H_{сд} l}{\omega_2 \sqrt{1 - (1 - f_{i \min})^2}}. \quad (2a)$$

Значения $H_{сд}$ и $f_{i \min}$ достигаются при некотором граничном сопротивлении $r_{2гр}$. Его величину определим через значение, соответствующее колену амплитудной динамической характеристики трансформатора:

$$r_{2гр} = \frac{222 B_s \omega_2 s}{I'_{1гр}}. \quad (26)$$

В качестве примера рассмотрим трансформатор тока типа ТФНД-110-600/5, сердечник L_1 , $s_1 = 13,8$ см², $l = 93,5$ см, $\omega_2 = 359$, $H_{сд} = 1$ а/см [Л. 9]. Граничное значение тока при $f_{i \min} = 10\%$, $I'_{1гр} = 0,6$ а, граничное значение сопротивления

$r_{2гр} = \frac{187}{I'_{1гр}}$ ом. Аналогично для трансформатора типа

ТВД-35-200/5, имеющего $s = 32,8$ см², $l = 42,5$ см, $\omega_2 = 39$,

$H_{сд} = 10$ а/см, $I'_{1гр} = 25,6$ а, $r_{2гр} = \frac{42,5}{I'_{1гр}}$ ом.

Расчетами, а также из анализа процессов с помощью аналоговых вычислительных машин установлено, что для холоднокатаных сталей следует принять $B_s = 1,7$ тл, а для горячекатаных сталей $B_s = 1,5$ тл. Вторая точка, через которую проходит наклонный луч «спрямленной» характеристики, определяется по амплитудной динамической кривой намагничивания при напряженности магнитного поля в сердечнике, равной удельной первичной н. с.

Установившийся режим работы трансформатора тока при синусоидальной форме первичного тока. Процессы в трансформаторах тока, у которых допускается «спрямление» характеристики намагничивания, удобно представить на фазовой плоскости $(\Psi; \frac{d\Psi}{dt})$, разбиваемой прямыми $\Psi = \Psi_s$ и $\Psi = -\Psi_s$ на три области (рис. 3). Область П соответствует

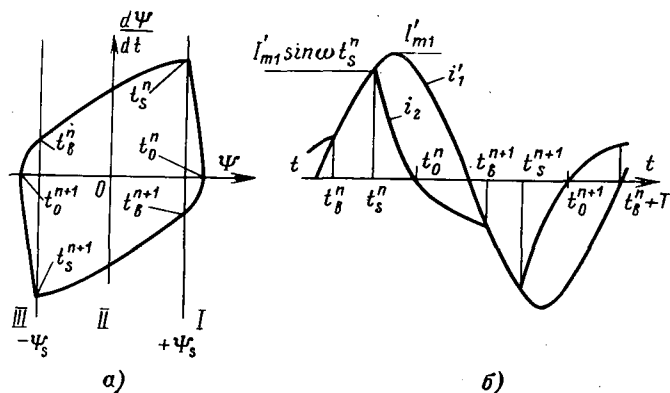


Рис. 3. Фазовая траектория (а) и кривые токов (б) установившегося режима трансформатора тока.

«идеальной» трансформации, а области I и III соответствуют замкнутому состоянию ключа K на схеме замещения (рис. 2). В этих условиях используется метод точечных преобразований [Л. 10], применяя который, сводим задачу отыскания характерных точек кривой вторичного тока трансформатора тока к отысканию неподвижных точек точечного преобразования. Рассмотрим трансформатор, у которого $f_i \geq 10\%$. Интервал повторемости равен периоду промышленной частоты T , нагрузку считаем активно-индуктивной. В зоне II

$$\int_{\omega t_s^n}^{\omega t_s^{n+1}} \left(i'_1 r_2 + L_2 \frac{di'_1}{dt} \right) dt = 2\Psi_s.$$

В зоне I

$$\int_{\omega t_s^n}^{\omega t_s^{n+1}} \left(i_2 r_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \right) dt = 0.$$

При $i'_1 = I'_{m1} \sin \omega t$

$$\begin{aligned} 2\Psi_s &= \frac{I'_{m1} r_2}{\omega} (\cos \omega t_s^n - \cos \omega t_s^{n+1}) + \\ &+ L_2 I'_{m1} (\sin \omega t_s^n - \sin \omega t_s^{n+1}); \\ \sin \left[\omega t_s^{n+1} - \arctg \frac{\omega L_s r_2}{r_2^2 + \omega^2 (L_s + L_2) L_2} \right] \times \\ &\times \exp \left(\frac{t_s^{n+1}}{\tau_2} \right) = \sin \left[\omega t_s^n - \arctg \frac{\omega L_s r_2}{r_2^2 + \omega^2 (L_s + L_2) L_2} \right] \times \\ &\times \exp \left(\frac{t_s^n}{\tau_2} \right); \\ t_s^{n+1} &= t_s^n + \frac{T}{2}. \end{aligned} \quad (3)$$

В практически важном частном случае $L_2 = 0$, имеющем особое значение для устройств релейной защиты, поскольку трансформаторы последних нагружены в основном активными сопротивлениями жил контрольных кабелей, выражения (3) упрощаются:

$$\begin{aligned} \omega t_s^n &= \arccos \left(\cos \omega t_s^n - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right); \\ \sin (\omega t_s^{n+1} - \arctg \omega \tau_2) \exp \left(\frac{t_s^{n+1}}{\tau_2} \right) &= \\ &= \sin (\omega t_s^n - \arctg \omega \tau_2) \exp \left(\frac{t_s^n}{\tau_2} \right), \end{aligned}$$

где

$$\Psi_m = \frac{I'_{m1} r_2}{\omega}.$$

Дальнейший анализ производится для $L_2 = 0$. В промежутке, когда трансформатор насыщен, можно записать выражения для i_2 и i'_0 :

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{\omega L_s}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} I'_{m1} \sin \left(\omega t + \arctg \frac{1}{\omega \tau_2} \right) + \\ &+ A_2 \exp \left(-\frac{t - t_s^n}{\tau_2} \right) \end{aligned}$$

при $\tau_2 = \frac{L_s}{r_2}$.

Аналогично на данном участке

$$\begin{aligned} i'_0 &= I'_{m1} \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} \sin (\omega t - \arctg \omega \tau_2) - \\ &- A_2 \left(-\frac{t - t_s^n}{\tau_2} \right), \end{aligned}$$

где A_2 — амплитуда экспоненциальной составляющей, возникающей вследствие насыщения сердечника.

Экспоненциальная составляющая затухает обычно за 2—3 мсек, поэтому токи i_2 и i'_0 в основном определяются периодическими составляющими. Определим момент выхода трансформатора тока из насыщения, зная, что при этом $i'_0 = 0$. Из последнего выражения

$$\omega t_s^n \approx \arctg \omega \tau_2. \quad (4)$$

Момент насыщения при активной нагрузке определяется из (3) и (4):

$$\omega t_s^n = \arccos \left[\cos \arctg \omega \tau_2 - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right],$$

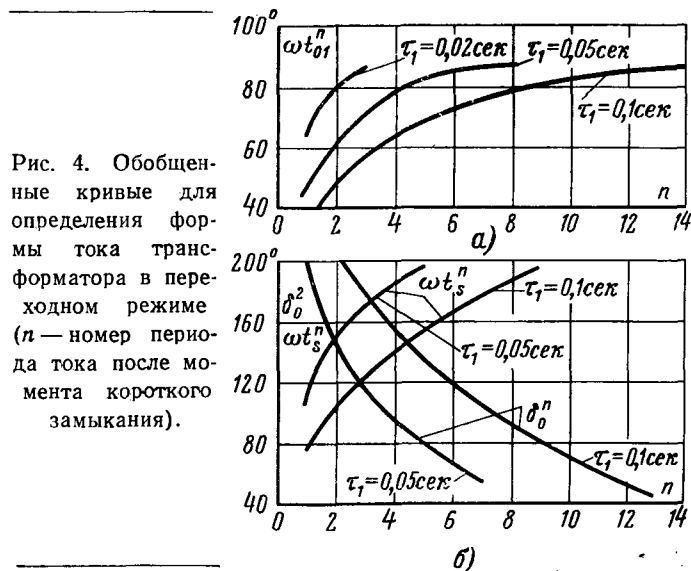


Рис. 4. Обобщенные кривые для определения формы тока трансформатора в переходном режиме (n — номер периода тока после момента короткого замыкания).

откуда

$$\omega t_s^n = \arccos \left(\frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right). \quad (5)$$

Участок «идеальной» трансформации ограничивается сверху моментом насыщения, а снизу — моментом выхода трансформатора из насыщения. Определим нижнее значение тока i_{yp} , на котором следует формировать сигнал для сравнения фаз:

$$i_{yp} \geq I'_{m1} \frac{\omega L_s}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}}. \quad (6a)$$

Верхнее значение i_{yp} при малых погрешностях может ограничиваться либо амплитудой вторичного тока, либо моментом насыщения, т. е.

$$\begin{aligned} i_{yp} &\leq I'_{m1}; \\ i_{yp} &\leq I'_{m1} \sin \omega t_s^n. \end{aligned}$$

Если $f_i \geq 30\%$, то верхнее значение

$$i_{yp} \leq I'_{m1} \sqrt{1 - \left(\frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right)^2}. \quad (6b)$$

Момент перехода i_2 через нуль определяется из выражения для i_2 . Так как апериодическая составляющая быстро затухает, то

$$\omega t_0^n \approx \pi - \arctg \frac{1}{\omega \tau_2}. \quad (7)$$

При низкой чувствительности органа сравнения фаз необходимо определять погрешность по переходу тока i_y через уровень $1,5 I'_{m1 \text{ ном}}$

$$\delta_y \approx \pi - \omega t_s^n = \pi - \arccos \left(\frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right). \quad (8)$$

Погрешность по переходу тока через нуль определяется по выражению (7):

$$\delta_0 \approx \pi - \omega t_0^n = \arctg \frac{1}{\omega \tau_2}. \quad (9)$$

Работа трансформатора в переходном режиме короткого замыкания. Длительность интервала повторяемости не является постоянной, а постепенно уменьшаясь, стремится к периоду промышленной частоты. Как и в установившемся режиме можно записать систему уравнений переходов при $L_2=0$ и $i'_1 = I'_{m1}(e^{-t/\tau_1} - \cos \omega t)$, где τ_1 — постоянная времени первичной сети. На первых двух-трех периодах после возникновения короткого замыкания отрицательные полуволны не насыщают трансформатор, поэтому уравнения переходов имеют вид:

$$\begin{aligned} \int_{\omega t_s^n}^{\omega t_B^n+1} i_2 r_2 dt &= 0; \\ \int_{\omega t_s^n}^{\omega t_B^n+1} i'_1 r_2 dt &= 0. \end{aligned}$$

После преобразований получаем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\tau_2}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}} [\cos(\omega t_s^n - \arctg \omega \tau_2) - \cos(\omega t_B^n - \arctg \omega \tau_2)] &= \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \left[\exp\left(-\frac{t_B^n}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\frac{t_s^n}{\tau_1}\right) \right]; \\ \omega \tau_1 \exp\left(-\frac{t_s^n}{\tau_1}\right) + \sin \omega t_s^n &= \\ = \omega \tau_1 \exp\left(-\frac{t_B^n}{\tau_1}\right) + \sin \omega t_B^n. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Найдем выражение i_2 в зонах III и I. Так как при $t_s^n < t < t_B^n$

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{\tau_2} = \omega I'_{m1} \sin \omega t - \frac{I'_{m1}}{\tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right),$$

то

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{I'_{m1} \omega \tau_2}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}} \sin(\omega t - \arctg \omega \tau_2) - \\ &- \frac{I'_{m1} \tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) + c \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right), \end{aligned}$$

где c — амплитуда свободной составляющей, затухающей с постоянной времени τ_2 .

Пренебрегая быстро затухающей апериодической составляющей, получаем для момента перехода i_2 через нуль

$$\begin{aligned} \frac{\omega \tau_2}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}} \sin(\omega t_0^n - \arctg \omega \tau_2) &= \\ = \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{t_0^n}{\tau_1}\right). \end{aligned}$$

В практических расчетах можно считать правую часть постоянной и равной $\frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{nT}{\tau_1}\right)$. Тогда момент перехода i_2 через нуль

$$\begin{aligned} \omega t_0^n &= \arctg \omega \tau_2 + \arcsin \left[\frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}}{\omega \tau_2} \times \right. \\ &\times \left. \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{nT}{\tau_1}\right) \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

Погрешность по переходу тока через нуль

$$\begin{aligned} \delta_0^n &= \omega t_{01}^n - \omega t_0^n = \omega t_{01}^n - \arctg \omega \tau_2 - \arcsin \left[\frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}}{\omega \tau_2} \times \right. \\ &\times \left. \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{nT}{\tau_1}\right) \right]. \end{aligned}$$

При низкой чувствительности органа сравнения фаз

$$\delta_y = \omega t_{01}^n - \omega t_s^n.$$

Момент перехода i_1 через нуль ωt_{01}^n определяется при наличии в токе короткого замыкания максимальной апериодической составляющей. Он отыскивается путем решения трансцендентного уравнения

$$\cos \omega t_{01}^n = \exp\left(-\frac{t_{01}^n}{\tau_1}\right).$$

Для определения ωt_{01}^n на рис. 4,а построена зависимость $\omega t_{01}^n = f(\tau_1)$ при указанных выше условиях.

С целью отыскания моментов насыщения ωt_s^n в переходном режиме рассмотрим более простую задачу, когда характеристика намагничивания заменяется ПХН, а нагрузка имеет активный характер. В этом случае моменты перехода первичного тока через нуль совпадают с моментами выхода трансформатора из насыщения и система (10) упрощается:

$$\left. \begin{aligned} \omega \tau_1 \exp\left(-\frac{t_s^{n+1}}{\tau_1}\right) + \sin \omega t_s^{n+1} &= \\ &= \omega \tau_1 \exp\left(-\frac{t_{01}^n}{\tau_1}\right) + \sin \omega t_{01}^n; \\ \exp\left(-\frac{t_{01}^n}{\tau_1}\right) &= \cos \omega t_{01}^n; \\ \cos \omega t_s^n - \cos \omega t_s^{n+1} &= \exp\left(-\frac{t_{01}^n}{\tau_1}\right) - \\ &- \exp\left(-\frac{t_s^n}{\tau_1}\right). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Таким образом, затухание переходных погрешностей происходит в соответствии с апериодической составляющей i_1 . Для расчета погрешностей достаточно определить первый момент насыщения, а затем по переходу первичного тока через нуль определить последующие моменты насыщения, которые не зависят от значения сопротивления нагрузки, кратности токов, а определяются только предшествующим моментом перехода i_1 через нуль. Эти рассуждения позволяют построить обобщенные кривые моментов насыщения и моментов перехода через уровень, превышающий $1,5 I'_{m1 \text{ ном}}$ (рис. 4,б).

Определим первый момент насыщения. Известно [Л. 1], что

$$\Psi_s = \Psi_n + \Psi_m \left\{ \omega \tau_1 \left[1 - \exp\left(-\frac{t_s'}{\tau_1}\right) \right] - \sin \omega t_s' \right\}, \quad (13)$$

где $\omega t_s'$ — первый момент насыщения.

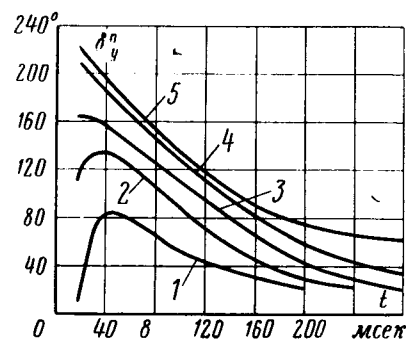
Насыщение трансформатора тока в зависимости от кратности тока короткого замыкания, сопротивления нагрузки и постоянных времени первичной и вторичной цепей может происходить как на первом, так и на последующих периодах. Поэтому решение уравнения для первого момента насыщения производится в два этапа. Сначала определяется ориентировочно величина t_s' , а затем ее значение уточняется путем аппроксимации экспоненты и синусоидальной функции отрезками прямых линий (см. приложение 2). Ориентировочно можно считать [Л. 3]

$$t_s' \approx \tau_1 \ln \frac{\omega \tau_1}{\omega \tau_1 + 1 - \frac{\Psi_s - \Psi_r}{\Psi_m}}. \quad (14)$$

Оценка точности полученных формул производилась сравнением с экспериментальными данными, обработанными по правилам математической статистики, и сравнением с другим, распространен-

Рис. 5. Кривые погрешностей по переходу через уровень $1,5 I'_{m1 \text{ ном}}$ в переходном режиме короткого замыкания ($\tau_1 = 0,1 \text{ сек}$; $B_r = +0,8 \text{ тл}$; материал сердечника — сталь Э41).

$1 - r_n = 0,1 r_{\text{доп}}$; $2 - r_n = 0,25 r_{\text{доп}}$; $3 - r_n = 0,5 r_{\text{доп}}$; $4 - r_n = r_{\text{доп}}$; $5 - r_n = 1,5 r_{\text{доп}}$.



ным методом расчета, выполненным при тех же исходных данных. Для оценки точности по первому способу была изготовлена физическая модель трансформатора тока, рассчитанная по критериям неполного приближенного подобия [Л. 11]. Погрешность расчетов не превышала $+7 - (-9\%)$. Наиболее вероятное значение ошибки не более 5% . Для оценки точности по второму способу производилось сопоставление полученных результатов и результатов моделирования с помощью АВМ [Л. 1]. Моделировались трансформаторы тока типа ТПШФ-10-3000/5 при $\tau_1 = 0,02 - 0,1 \text{ сек}$ в диапазоне нагрузок $r_n = (0 - 1,5) r_{\text{доп}}$, где под $r_{\text{доп}}$ понимается сопротивление нагрузки, обеспечивающее при заданной кратности i_1 10% -ную токовую погрешность. Результаты моделирования представлены на рис. 5. Сопоставление этих результатов с обобщенными кривыми показывает, что расчет по ПХН может вносить ошибки, превышающие 15% , в то время как расчет по «спрямленной» характеристике дает ошибки не более чем 10% .

Приложение 1. Выведем уравнение свободной составляющей тока i_2 , возникающей вследствие насыщения сердечника, когда по первичной обмотке протекает синусоидальный ток. Пренебрежем влиянием вынужденной составляющей на значение свободного тока, полагая, что вынужденная составляющая устанавливается мгновенно. Заменим однозначную характеристику $B = f(H)$ ломаной линией, состоящей из n участков. Начальный участок 1 ломаной линии соответствует «идеальной» трансформации, т. е.

$$i_2 = i_1' = I'_{m1} \sin \omega t.$$

В момент t_1 рабочая точка переходит на участок 2, при этом

$$i_2(t_1) = I'_{m1} \sin \omega t_1.$$

Свободная составляющая i_2 на участке 2

$$i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \exp\left[-\frac{t - t_1}{\tau_2}\right].$$

Соответственно на третьем участке

$$i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \exp\left[-\frac{t_2 - t_1}{\tau_2} - \frac{t - t_2}{\tau_3}\right].$$

Применяя метод математической индукции, получаем общее выражение для свободной составляющей i_2 на n -м участке ($n > 3$):

$$i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \exp\left[-\frac{t_2 - t_1}{\tau_2} - \frac{t_3 - t_2}{\tau_3} - \dots - \frac{t_n - t_{n-1}}{\tau_n}\right],$$

где i_2 — значение свободной составляющей на участке n ; L_{sn} — индуктивность ветви намагничивания, соответствующая участку

n ; $\tau_n = \frac{L_2 + L_{sn}}{r_2}$ — постоянная времени, соответствующая

участку n ; t_{n-1} — момент времени, соответствующий переходу рабочей точки с участка $(n-1)$ на участок n .

Устремим число отрезков n к бесконечности и отыщем предел выражения (1) при $L_2=0$:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \lim_{n \rightarrow \infty} \exp \left[-\frac{lr_2}{\omega_2^2 s} \left(\frac{t_2}{\mu_{d2}} - \frac{t_1}{\mu_{d2}} + \frac{t_3}{\mu_{d3}} - \frac{t_2}{\mu_{d3}} + \dots + \frac{t_n}{\mu_{dn}} - \frac{t_{n-1}}{\mu_{dn}} \right) \right],$$

так как при активной нагрузке

$$\tau_n = \frac{L_{sn}}{r_2} = \frac{\Delta B_n}{\Delta H_n} \frac{\omega_2^2 s}{lr_2} = \mu_{dn} \frac{\omega_2^2 s}{lr_2},$$

где ΔB_n , ΔH_n — приращения индукции и напряженности поля в сердечнике, соответствующие участку n ; $\mu_{dn} = \frac{\Delta B_n}{\Delta H_n}$ — средняя абсолютная магнитная проницаемость, соответствующая участку n .

Обозначим

$$\beta_n = \frac{1}{\mu_{dn}}, \quad \Delta \beta_{n-1} = \frac{1}{\mu_{d(n-1)}} - \frac{1}{\mu_{dn}},$$

тогда

$$\lim_{n \rightarrow \infty} i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \lim_{n \rightarrow \infty} \exp \left[-\frac{lr_2}{\omega_2^2 s} \left(\frac{t}{\mu_{dn}} - \frac{t_1}{\mu_{d2}} + t_2 \Delta \beta_2 + t_3 \Delta \beta_3 + \dots + t_{n-1} \Delta \beta_{n-1} \right) \right].$$

Совершая предельный переход, получаем

$$i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \exp \left[\frac{lr_2}{\omega_2^2 s} \left(\frac{t_1}{\mu_{d2}} - \frac{t}{\mu_{dn}} + \int_{\mu_{d2}}^{\mu_{d(n-1)}} \frac{t}{\mu_d^2} d\mu_d \right) \right].$$

Таким образом, по вторичной цепи реального трансформатора, имеющего плавную характеристику намагничивания, возникает свободный ток. Этот ток при использовании «спрямленной» характеристики заменяют эквивалентной экспонентой.

Приложение 2. Насыщение трансформатора тока, как видно из выражения (13), происходит в моменты, когда функция $\sin \omega t$ убывает, т. е. $\frac{T}{4} \leq \omega t \leq \frac{3T}{4}$. На основе метода наименьших квадратов было получено выражение, аппроксимирующее синусоиду на участке ее убывания,

$$-\sin \omega t = 0,247 \left[t - \frac{T}{2} (2n-1) \right],$$

где n — номер периода, время t выражено в миллисекундах.

Аналогично для экспоненциальной составляющей индукции

$$\omega \tau_1 \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau_1} \right) \right] \approx 0,22t, \quad t \leq 1,25\tau_1;$$

$$\omega \tau_1 \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau_1} \right) \right] \approx 0,173\tau_1 + 0,047t, \quad t \approx 1,25\tau_1,$$

где t выражено в миллисекундах.

Порядок использования этих выражений следующий. Сначала по формуле (14) ориентировочно отыскивается номер периода, на котором происходит насыщение. Затем, подставляя значение n в (13), отыскиваем точное значение t'_s . В случае, если номер периода по формуле (14) определен неверно, в (13) вместо n подставляем значение $(n+1)$.

Выводы. 1. Предлагаемый метод расчета мгновенных значений вторичного тока трансформатора тока, в основу которого положено использование «спрямленной» характеристики, позволяет более точно описать характерные точки кривой тока.

2. Область применения «спрямленной» характеристики охватывает большинство существующих трансформаторов тока, если первичный ток и сопротивление нагрузки удовлетворяют выражениям (2а) и (2б). Исключение составляют шинные трансформаторы тока, у которых сталь сердечника насыщается вследствие влияния соседних фаз.

Литература

1. Кужеков С. Л., Исследование погрешностей трансформаторов тока на аналоговых вычислительных машинах, Изв. вузов, «Энергетика», 1967, № 7.
2. Hermann Haeg, Markus Forster, Elektronischer Sammelschienenenschutz, «Brown Boveri Mitteilungen», Bd 53, № 4/5.
3. Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.
4. Сирота И. М., Переходные режимы работы трансформаторов тока, Изд. АН УССР, 1961.
5. Дмитриев К. С. и др., Метод расчета токовой и угловой погрешности трансформатора тока при глубоком насыщении сердечника, «Электричество», 1967, № 12.
6. Дроздов А. Д. и др., Повышение надежности срабатывания электромагнитных реле при перегруженных трансформаторах тока, Изв. вузов, «Электромеханика», 1967, № 10.
7. Хлебников С. Д. и Подгорный Э. В., О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах, «Электричество», 1966, № 9.
8. Атабеков Г. И., Релейная защита высоковольтных сетей, Госэнергоиздат, 1949.
9. Инструкция по проверке трансформаторов тока, используемых в схемах релейной защиты, Госэнергоиздат, 1960.
10. Андронов А. А. и др., Теория колебаний, Физматгиз, 1959.
11. Кужеков С. Л., Физическое моделирование защитных трансформаторов тока, Изв. вузов, «Электромеханика», 1967, № 10.

[3.3.1970]

УДК 621.314.224

Анализ и расчет нелинейных трансформаторов тока в переходных режимах

Канд. техн. наук Б. С. СТОГНИЙ

Киев

Трудности анализа и расчета трансформаторов тока в переходном режиме обусловлены в основном нелинейностью характеристик ферромагнитных сердечников и влиянием остаточной индукции. Недостаточно полный учет этих факторов приводит к значительным погрешностям расчета [Л. 1—7]. Из известных методов наибольшей точностью и

общностью применения отличаются графо-аналитический по последовательным интервалам [Л. 8] и расчет на аналоговых вычислительных машинах [Л. 9], позволяющие с достаточным приближением учесть все упомянутые факторы. Однако эти методы не обладают общностью решения — расчет проводится каждый раз для конкретных параметров.

К тому же для их применения необходимы специальные навыки. Широкое использование этих методов существенно ограничивается их сложностью и трудоемкостью.

В целом, все известные методы расчета трансформаторов тока основаны на применении в том или ином виде классического метода анализа нелинейных процессов с помощью кусочно-линейных аппроксимаций. В настоящей статье сделана попытка показать возможность применения для анализа и расчета трансформаторов тока в переходных режимах некоторых принципов, вытекающих из особенностей переходного процесса в них.

Применение наложения составляющих первичного тока. Первичный переходный ток трансформатора тока, приведенный к числу витков вторичной обмотки,

$$i_1 = I_{1\text{пер}т} \cos(\omega t + \delta) + I_{1\text{а.нач}} e^{-\frac{t}{T_1}}, \quad (1)$$

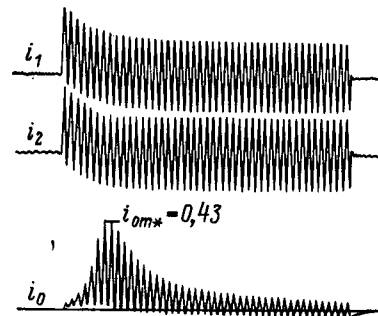
где $I_{1\text{пер}т}$, $I_{1\text{а.нач}}$ — амплитуда периодической и начального значения аperiodической составляющих первичного тока, приведенные к числу витков вторичной обмотки; T_1 — постоянная времени первичной цепи; δ — угол, определяющий начальную фазу первичного тока.

Первичный ток можно рассматривать как результат действия двух источников тока: периодического и аperiodического. Поскольку принцип наложения неприменим к анализу трансформаторов тока из-за его нелинейности, принято считать, что действие каждой из составляющих тока (1) рассматривать в отдельности недопустимо. Изучение характера переходного процесса дает, однако, возможность рассмотрения аperiodического переходного процесса без учета периодической составляющей первичного тока.

Качественную картину изменения переходного тока намагничивания нелинейного трансформатора тока под действием тока (1) дает представленная на рис. 1 осциллограмма (масштаб тока намагничивания отличается от выбранных равными масштабов первичного и вторичного токов). Периодическая составляющая первичного тока приводит к тому, что наряду с основным процессом намагничивания возрастающим до максимума однополярным током, происходит перемагничивание сердечника трансформатора по замкнутым частным циклам [Л. 10], расположенным обычно по одну сторону оси абсцисс и имеющим относительно малое значение. В [Л. 11 и 12] показано, что замкнутые частные циклы намагничивания практически не влияют на аperiodическую составляющую тока намагничивания. Следует также иметь в виду, что в соответствии со вторым правилом Маделунга [Л. 8 и 10] «...всякий частный цикл замыкается так, что его начало и конец совпадают», а в соответствии с третьим правилом после описания частного цикла продолжение любой кривой за точку поворота, замыкающую частный цикл, совпадает с ходом предшествующей кривой так, как если бы указанный цикл вовсе не был описан, и намагничивание осуществлялось непрерывно по этой кривой. Это также подтверждает малое влияние частных циклов.

Рис. 1. Осциллограмма переходного процесса.

$I_{1\text{пер.уд}} = 711 \text{ а} \cdot \text{в} / \text{м};$
 $r_{2\text{уд}} = 0,024 \text{ ом} / \text{м}; T_1 =$
 $= 0,09 \text{ сек}; T_2 = 0; \delta = 0;$
сталь Э310.



Периодическая составляющая первичного тока приводит также к появлению дополнительной аperiodической составляющей в токе намагничивания. Качественную характеристику тока намагничивания нелинейного трансформатора под действием тока (1) дает выражение его мгновенного значения для линейного трансформатора [Л. 8] (ток приведен к числу витков вторичной обмотки):

$$i_0 = I_{1\text{пер}т} \sqrt{\frac{1 + (\omega T_2)^2}{1 + (\omega T')^2}} \sin(\omega t + \delta + \varphi) - \\ - \left[I_{1\text{пер}т} \sqrt{\frac{1 + (\omega T_2)^2}{1 + (\omega T')^2}} \sin(\delta + \varphi) - I_{0\text{нач}} \right] e^{-\frac{t}{T'}} - \\ - I_{1\text{а.нач}} \frac{T_1 - T_2}{T' - T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} + \\ + I_{1\text{а.нач}} \frac{T_1 - T_2}{T' - T_1} e^{-\frac{t}{T'}}, \quad (2)$$

где $T_2 = \frac{L_2}{r_2}$ и $T' = \frac{L_0 + L_2}{r_2}$ — постоянные времени ветви вторичного тока и замкнутого контура, состоящего из ветви намагничивания и ветви вторичного тока (рис. 2);

$$\varphi = \arctg \frac{1 + \omega^2 T_2 T'}{\omega (T' - T_2)}.$$

Первая из трех аperiodических составляющих тока (2) зависит от периодического первичного тока. Как известно, ток намагничивания установившегося режима, предшествующего короткому замыканию, мал и его значение $I_{0\text{нач}}$ в момент $t=0$ при расчетах можно не учитывать. Тогда начальное значение первой аperiodической составляющей равно значению периодического тока намагничивания, вызванного периодической составляющей первичного тока короткого замыкания, в момент $t=0$. Однако периодический ток намагничивания нелинейного трансформатора в начале переходного режима мал по сравнению с его максимальным значением в этом режиме, так как трансформатор в начале ненасыщен (рис. 1). Следовательно, мало также начальное значение определяемой этим током аperiodической составляющей. В последующие моменты времени, учитывая свободный характер этой составляющей, ее значение уменьшается. К моменту максимального значения результирующей аperiodической составляющей, которое в нелинейном трансформаторе всегда во много раз больше максимума периодической составляющей в начале переходного процесса, относительное значение рассматриваемой аperiodической составляющей оказывается вообще ничтожным. Таким образом, аperiodическая составляющая тока намагничивания, вызванная пе-

риодическим первичным током, также практически не оказывает влияния на работу нелинейного трансформатора тока.

Как показал анализ, рассматриваемую апериодическую составляющую следует иногда учитывать только в линейном трансформаторе, например, при сплошном зазоре в сердечнике и работе в пределах ненасыщенной части характеристики. Здесь ее начальное значение может достигать 20% и более от максимального значения результирующей апериодической составляющей. Однако в этом случае применим линейный анализ, достаточно полно разработанный в [Л. 8, 13 и др.].

Из изложенного следует важный вывод о возможности определенного применения метода наложения для расчета переходного режима нелинейного трансформатора тока, а именно: сначала можно рассмотреть действие апериодической составляющей первичного тока короткого замыкания без учета периодической, а затем периодической с учетом магнитного состояния сердечника, определяемого апериодической составляющей тока намагничивания.

Полученные выводы могут быть использованы при исследовании других устройств с ферромагнитными сердечниками.

Инвариантность зависимости $t_{0am} = f(i_{0am*})$. Если процесс в нелинейной системе описывается простым дифференциальным уравнением вида

$$R(y) \frac{dy}{dx} = f(x, y), \quad (3)$$

в которое нелинейный физический параметр системы $R(y)$ входит только в качестве коэффициента при производной, причем искомая зависимость $y = f(x)$ имеет экстремум, то в точке экстремума

$$\left(\frac{dy}{dx} \right)_0 = \frac{f(y_0, x_0)}{R(y_0)} = 0.$$

Поскольку физический параметр $R(y)$ имеет конечное значение при любом значении y , то

$$f(x_0, y_0) = 0. \quad (4)$$

Следовательно, в точке экстремума связь между переменными инвариантна по отношению к нелинейному параметру $R(y)$.

Без учета потерь на вихревые токи и гистерезис работа трансформатора тока в переходном режиме в соответствии со схемой замещения (рис. 2) описывается уравнениями:

$$L_0(i_0) \frac{di_0}{dt} = r_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}; \quad (5)$$

$$i_1 = i_2 + i_0,$$

где i_2 — мгновенный вторичный ток; r_2 , L_2 , $L_0(i_0)$ — сопротивление и индуктивность цепи вторичного тока, равные сумме соответствующих величин вторичной обмотки и нагрузки, а также приведенная к виткам вторичной обмотки индуктивность намаг-

гничивания трансформатора тока, зависящая от тока намагничивания. Исключая i_2 , получим уравнение вида (3):

$$T'(i_0) \frac{di_0}{dt} = i_1 + T_2 \frac{di_1}{dt} - i_0, \quad (6)$$

где

$$T'(i_0) = \frac{L_0(i_0) + L_2}{r_2}.$$

Применяя метод наложения в соответствии с изложенным выше, следует вначале рассмотреть переходный процесс в предположении действия только апериодического первичного тока

$$i_1 = i_{1a} = I_{1a.нач} e^{-\frac{t}{T_1}}. \quad (7)$$

Тогда уравнение (6) принимает вид:

$$T'(i_0) \frac{di_{0a}}{dt} = I_{1a.нач} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1} I_{1a.нач} e^{-\frac{t}{T_1}} - i_{0a}. \quad (8)$$

Зависимость $i_{0a} = f(t)$ имеет максимум, параметры которого чаще всего представляют наибольший интерес. Из (8) для момента максимума, когда производная равна нулю, получаем соотношение вида (4):

$$i_{0am} = I_{1a.нач} e^{-\frac{t_{0am}}{T_1}} \left(\frac{T_1 - T_2}{T_1} \right) \quad (9)$$

или после простого преобразования

$$t_{0a.m} = -T_1 \ln \left(i_{0am*} \frac{T_1}{T_1 - T_2} \right), \quad (10)$$

где относительное значение максимального апериодического тока намагничивания, характеризующее погрешность трансформатора,

$$i_{0am*} = \frac{i_{0am}}{I_{1a.нач}}$$

Приводимые в литературе выражения для определения времени достижения максимума в том или ином виде содержат индуктивность ветви намагничивания, что делает их непригодными для расчетов нелинейных трансформаторов. Соотношение (10) выгодно отличается тем, что оно инвариантно по отношению к индуктивности ветви намагничивания, т. е. при апериодическом первичном токе (7) не зависит от того, воздушный или ферромагнитный, линейный или нелинейный сердечник трансформатора тока. Зависимость (10) не устанавливает, при каких условиях работы (нагрузке, первичном токе, остаточной индукции, характере кривой намагничивания) достигается погрешность i_{0am*} , а лишь утверждает, что время ее достижения можно определить в зависимости только от относительного тока намагничивания и постоянных времени первичной цепи и ветви вторичного тока.

Учитывая полученный выше вывод о возможности применения метода наложения, выражение (10) справедливо при действии совместно с апериодическим также периодического переходного тока в соответствии с выражением (1). Поскольку максимальная погрешность трансформатора по периодической составляющей всегда достигается при максимальном значении апериодической,

$$t_{0am} \approx t_{0перм} = t_{0m},$$

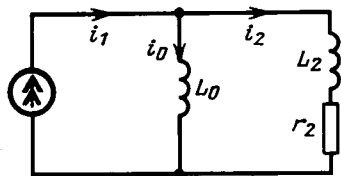


Рис. 2. Схема замещения трансформатора тока.

где $t_{\text{оперт}}$, t_{0m} — время достижения наибольших значений периодического и суммарного тока намагничивания. Некоторое несовпадение времени t_{0am} и $t_{\text{оперт}}$ может быть результатом периодичности максимумов тока $i_{\text{оперт}}$.

На рис. 3 представлены зависимости $t_{0am} = f(i_{0am*})$ при активной (—) и индуктивно-активной нагрузке ($T_2 = 0,01$ сек). При $T_2 = 0$

$$t_{0am} = -T_1 \ln i_{0am*} \quad (11)$$

На практике часто $T_1 \gg T_2$. В этом случае также можно пользоваться выражением (11). Если, например, известно, что $T_2 = 0$, то при заданной допустимой погрешности $i_{0am*} = 0,1$ из (11) получаем, что всегда $t_{0am} = 2,4T_1$, а при $i_{0am*} = 0,37$ $t_{0am} = T_1$. На шинах 500 кВ постоянная времени T_1 может достигать, например, 0,25 сек. Тогда при $i_{0am*} = 0,1$ и активной нагрузке $t_{0am} = 0,6$ сек, при $i_{0am*} = 0,37$ — 0,25 сек.

Подставляя время из выражения (11) в выражение (7), получаем, что при активной нагрузке в момент максимума тока намагничивания

$$(i_{1a})_{t=t_{0am}} = i_{0am}$$

и, следовательно, апериодический вторичный ток в указанный момент времени равен нулю.

Если $T_2 > T_1$, зависимость $i_{0a} = f(t)$ не имеет максимума, что выражается значениями $t_{0am} < 0$ в уравнении (10). Апериодическая и периодическая составляющие тока намагничивания в этом случае имеют наибольшее значение уже в момент $t = 0$.

На практике чаще задается допустимое значение не i_{0am*} , а максимума периодической составляющей тока намагничивания $I_{\text{оперт*}}$. И в этом случае выражениями (10) и (11) можно воспользоваться для приближенного расчета, принимая во внимание, что при активной нагрузке обычно $\frac{I_{\text{оперт}}}{i_{0am}} = 0,5 \div 0,8$, а при

индуктивно-активной с $T_2 = 0,015$ сек — примерно 1,0. Под $I_{\text{оперт}}$ подразумевается максимальное значение синусоиды, эквивалентной по действующему значению несинусоидальному периодическому току намагничивания.

Использование инвариантного соотношения (4) может быть полезным также для анализа некоторых других нелинейных цепей, примеры которых приведены в [Л. 14].

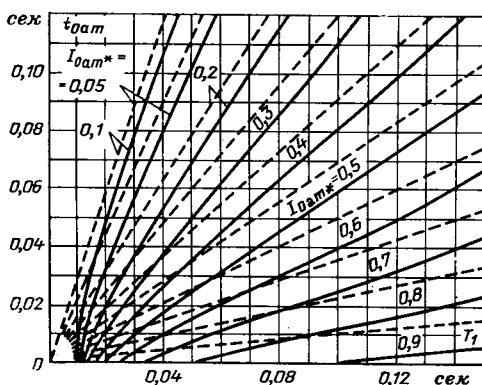


Рис. 3.

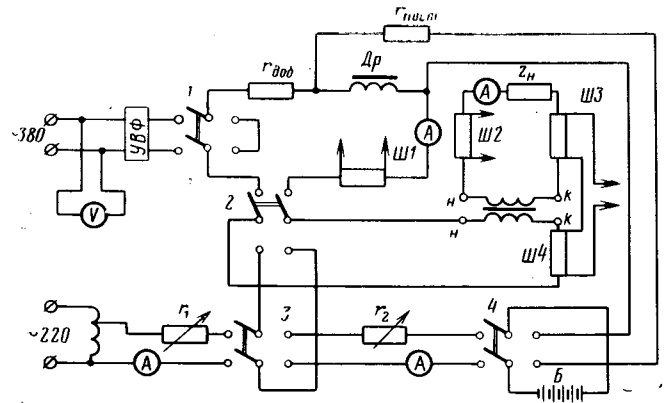


Рис. 4. Упрощенная схема установки для исследования трансформаторов тока в переходных режимах.

Экспериментальная проверка. Изложенные выше положения проверены экспериментально на большом количестве трансформаторов тока в различных условиях их работы.

Учитывая, что погрешность, возникающая вследствие применения уменьшенных физических моделей трансформаторов, незначительна [Л. 15], проверка изложенных выше положений проводилась не только на натуральных сердечниках, но и на уменьшенных моделях. Это существенно расширило возможности экспериментальной проверки в лабораторных условиях.

На рис. 4 приведена упрощенная схема установки для исследования переходных процессов Института электродинамики АН УССР. Мощный линейный дроссель Dr позволяет получить значительную постоянную времени первичной цепи. При питании дросселя от источника постоянного тока через рубильник 4 и внезапном его замыкании через первичную обмотку трансформатора тока с помощью рубильника 2 обеспечивался апериодический первичный ток без периодической составляющей, изменяющийся по закону (7). В схеме рис. 4 соблюдалось условие $r_{\text{пост}} \geq 50r_{\text{доб}}$. Внезапным включением последовательно соединенных дросселя Dr и трансформатора тока на напряжение переменного тока через рубильник 1 с помощью устройства включения в заданную фазу УВФ, позволяющего получить любой заданный угол включения δ с погрешностью $\pm 5^\circ$, обеспечивался первичный ток в соответствии с (1). Остаточная индукция задавалась от источника постоянного тока через рубильник 4, а размагничивание осуществлялось с помощью источника переменного тока через рубильник 3. Ток намагничивания записывался в виде разности падений напряжений на шунтах Ш3 и Ш4, номинальные токи которых относятся, как числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора тока, а вольт-амперные характеристики совпадают с отклонением не более 0,5%.

На рис. 5, а сплошной линией представлена теоретическая зависимость $t_{0am} = f(i_{0am*})$ при $T_1 = 0,052$ сек, $T_2 = 0$, а кружками — значения из осциллограмм для случая внезапного включения только на апериодический ток при $B_{\text{ост}} = 0$ и точками — $B_{\text{ост}} = B_{\text{остmax}}$. Практическое совпадение теоретических и экспериментальных данных свидетельствует

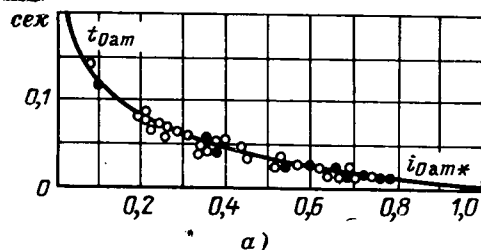
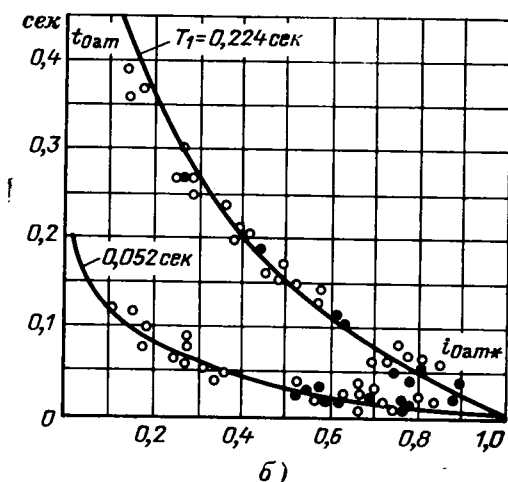


Рис. 5. Теоретическая и экспериментальная зависимости $t_{0am} = f(i_{0am}^*)$.
а — при включении трансформаторов тока на апериодический первичный ток;
б — при включении на сумму апериодического и периодического токов.



о справедливости выражения (10) для нелинейного трансформатора, подверженного воздействию тока (7).

Особенно тщательной экспериментальной проверке подвергалась зависимость (10) в условиях совместного действия апериодической и периодической составляющих в соответствии с (1). Испытания проводились при $T_1 = 0,04; 0,045; 0,051; 0,06; 0,09; 0,224$ сек, $T_2 = 0; 0,016; 0,04$ сек, $V_{ост} = 0; V_{ост \max}$. Общие пределы изменения первичного тока в удельных значениях — $I_{уд} = 200 - 9000 \text{ а} \cdot \text{в/м}$. Если длина средней магнитной линии в сердечнике $l_{ср} = 50 \text{ см}$ и $\omega_1 = 1$, это соответствует первичному току $100 - 4500 \text{ а}$, если $l_{ср} = 200 \text{ см}$, $\omega_1 = 1$ — току $400 - 18000 \text{ а}$. Удельное сопротивление ветви вторичного тока изменялось в пределах $r_{уд} = 0,05 \div 0,0075 \text{ ом/м}$, что соответствует действительному сопротивлению нагрузки примерно $r_n = 0,2 - 5 \text{ ом}$. Сочетание пределов изменения первичного тока, сопротивления ветви вторичного тока и постоянных времени T_1 было различным, однако, таким, чтобы погрешность трансформатора изменялась внутри предела $i_{0am}^* = 0,1 \div 0,9$. В качестве примера на рис. 5,б приведены теоретические (сплошной линией) и экспериментальные (кружками — при $V_{ост} = 0$, точками — при $V_{ост} = V_{ост \max}$) зависимости $t_{0am} = f(i_{0am}^*)$ только для двух постоянных времени T_1 при $T_2 = 0$. Здесь также видно совпадение теоретических и экспериментальных данных. Большой разброс экспериментальных данных, чем на рис. 5,а, обусловлен в основном трудностью определения апериодической составляющей и времени достижения максимума из-за наложения периодического тока намагничивания. Анализ всех экспериментальных зависимостей, аналогичных представленным на рис. 5,б, показал, что разброс носит случайный характер, а погрешность зависимости (10) при совместном действии апериодического и периодического тока не выходит за пределы максимальной погрешности экспериментов, которая была равна нескольким процентам. В случае действия тока (1) это означает справедливость не только соотношения (10), но и выводов с независимости апериодического процесса намагничивания трансформатора тока от перемагничивания по замкнутому частному циклу и возможности применения наложения составляющих тока (1).

Изложенные выше положения облегчают анализ работы трансформатора в переходных режимах и могут быть использованы для упрощения существующих методов расчета. Так, например, в методе

последовательных интервалов [Л. 8], учитывающем перемагничивание по частным кривым, расчет ведется внутри каждого замкнутого цикла. Графическое построение циклов и многократное повторение расчета внутри каждого из них определяет основные трудности использования этого метода, учитывая, что число замкнутых циклов может достигать нескольких десятков. Между тем на основе вышеизложенного достаточно провести расчет до искомого момента времени либо до искомого значения относительной погрешности одной апериодической составляющей тока намагничивания под действием только апериодической составляющей первичного тока, а затем, просчитав один частный цикл, определить периодическую составляющую тока намагничивания в предположении постоянства апериодической. Как правило, искомыми являются максимальная погрешность и время ее достижения, связь между которыми определяет выражение (10).

Рассмотренные принципы могут быть положены также в основу новых, более совершенных методов расчета. Примером их использования является метод расчета нелинейных трансформаторов тока по допустимому максимуму апериодической составляющей тока намагничивания [Л. 16].

Выводы. 1. Замкнутые частные циклы перемагничивания, определяемые периодической составляющей тока намагничивания, практически не влияют на процесс намагничивания сердечника трансформатора тока апериодической составляющей.

2. В нелинейном трансформаторе апериодическую составляющую тока намагничивания без заметной погрешности можно рассматривать как результат действия только апериодической составляющей первичного тока.

3. Расчет переходных режимов нелинейных трансформаторов тока можно проводить методом наложения апериодической, а затем периодической составляющих первичного тока.

4. Для расчета и анализа нелинейных трансформаторов целесообразно использовать инвариантную по отношению к характеристике сердечника зависимость между максимальным относительным значением апериодической составляющей тока намагничивания и временем ее достижения.

Литература

1. Поташев Н. П., Работа трансформаторов тока при переходных процессах, «Электрические станции», 1935, № 10.
2. Wentz and Sonneman, Current transformers and relays for high speed differential protection with particular reference to offset transient currents, Trans. AIEE, v. 59, 1940.
3. Merenisi R., Enregistrement des courants transitoires de court-circuit à l'aide des transformateurs de courant, CIGRE, Paris, 1952, Bd. 3, Rapp. 319.
4. Воскресенский А. А., Расчет токов переходного процесса в трансформаторах тока, «Электричество», 1955, № 6.
5. Berger K., Arabaty A.-M., Übersetzungsfehler von Stromwandlern im stationären und im nicht stationären Zustand, Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, 1958, № 24.
6. Hodgkiss J. W., Comportement des transformateurs d'intensité soumis à des courants asymétriques transitoires et effets sur les relais de protection reliés à ces transformateurs, CIGRE, Paris, 1960, Rapp. 329.
7. Zanorka R., Das Verhalten von Stromwandlern bei Einschwingvorgängen, AEG—Mitt., 1966, 56, № 3.



Условия получения обмоток трансформатора с минимальными потерями при чисто осевом поле рассеяния

Доцент С. Б. ВАСЮТИНСКИЙ, инженеры П. Г. КОХАН и А. Д. КРАСИЛЬНИКОВ

При расчете обмоток трансформатора необходимо учитывать ряд требований эксплуатационного и производственного характера. Одним из них является получение минимальных потерь в обмотках при выбранных ранее изоляционных промежутках и габаритах обмоток, соответствующих требуемому напряжению короткого замыкания.

Вопросом расчета обмоток с минимальными потерями занимались многие авторы. В ранних работах пренебрегалось влиянием толщины изоляции между проводами и слоями обмоток и единственным переменным считался размер провода в направлении, перпендикулярном индукции поля рассеяния [Л. 1 и 2].

Наиболее полное исследование вопроса получения минимальных потерь в различных типах обмоток проведено в [Л. 3]. В этой работе заданными считались высота, ширина и число витков обмотки, а также толщина изоляции. Магнитное поле рассеяния полагалось чисто осевым. Результаты получены с помощью ЦВМ.

В [Л. 4] дано графическое решение для винтовой обмотки. Интересны работы [Л. 5] для многослойных и [Л. 6] для винтовых обмоток.

В настоящей работе сделана попытка систематизировать и обобщить имеющийся материал по рассматриваемому вопросу для концентрических обмоток и привести его к виду, удобному для практического использования. В работе приняты обычные допущения: поле считается чисто осевым; индукция в поперечном сечении обмотки трансформатора считается распределенной по закону треугольника или трапеции; предполагается совершенная транспозиция параллельных ветвей, т. е. пренебрегается потерями от циркулирующих токов, не учитывается размагничивающее действие вихревых токов. Вопросы охлаждения, механической прочности и технологии производства обмоток не учитываются.

Общие положения. Отношение активного сопротивления r к омическому r_0 для однородной обмотки при $0 < \xi < 1$, что для силовых трансформаторов

практически почти всегда имеет место, равно (рис. 1):

$$\frac{r}{r_0} = 1 + \frac{(n_b \epsilon)^2 - 0,2}{9} \xi^4, \quad (1)$$

где n_b — число проводов в направлении, перпендикулярном индукции поля рассеяния; ϵ — коэффициент, учитывающий распределение напряженности магнитного поля в поперечном сечении обмотки [Л. 7],

$$\epsilon = \sqrt{1 + \frac{3 \frac{H_1}{H_2}}{\left(1 - \frac{H_1}{H_2}\right)^2}}, \quad (2)$$

где H_1 и H_2 — напряженность магнитного поля на краях обмотки (рис. 1), причем $H_1 < H_2$; ξ — приведенный размер провода обмотки в том же направлении, что и n_b , равный

$$\xi = k \delta b, \quad (3)$$

где

$$k = \sqrt{\pi f \mu \gamma}; \quad (4)$$

f — частота; μ и γ — магнитная проницаемость и электрическая проводимость материала обмотки;

$$\delta = \sqrt{\frac{a n_a}{h}}, \quad (5)$$

где n_a — число проводов в направлении индукции поля рассеяния; h — высота обмотки; a и b — размеры голого провода (без изоляции) соответственно в направлении индукции поля рассеяния и в перпендикулярном направлении.

При $n_b \epsilon \geq 2$ уравнение (1) можно переписать в виде:

$$\frac{r}{r_0} = 1 + \left(\frac{n_a n_b \epsilon a b^2 k^2}{3h} \right)^2. \quad (6)$$

Уравнения (1) и (6) при сделанных допущениях применимы для двух- и многообмоточных трансформаторов, для двойных концентрических обмоток, для обмоток, имеющих несколько слоев транспони-

8. Сирота И. М., Переходные режимы работы трансформаторов тока, Изд. АН УССР, 1961.

9. Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.

10. Madelung E., Über die Magnetisierung durch schnellverlaufende Ströme und die Wirkungsweise des Rutherford-Markonischen Magnetdetektors, Annalen der Physik, Bd 17, H. 5, S. 861, 1905.

11. Подгорный Э. В. и Хлебников С. Д., О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах, «Электричество», 1966, № 9.

12. Дроздов А. Д. и др., Переходные режимы работы каскадных трансформаторов тока 500 кВ, «Электрические станции», 1970, № 5.

13. Черний А. Б., Токи намагничивания трансформаторов тока, «Электрические станции», 1937, № 3.

14. Стогний Б. С., К анализу переходного процесса в нелинейной электрической цепи, Релейная защита и автоматизация электрических систем, изд-во «Наукова думка», 1969.

15. Стогний Б. С. и Рогоза В. В., Физическое моделирование трансформаторов тока в устройствах релейной защиты и автоматики, Релейная защита и автоматизация электрических систем, изд-во «Наукова думка», 1969.

16. Стогний Б. С., Расчет нагрузки на трансформаторы тока по допустимому максимуму апериодической составляющей переходного тока намагничивания, Релейная защита и автоматизация электрических систем, изд-во «Наукова думка», 1970.



рованного провода, и т. д. Чтобы вычислить сопротивление обмотки или ее части, необходимо построить диаграмму распределения поля в поперечном сечении обмотки и найти ϵ по выражению (2). Для обмоток двухобмоточного трансформатора, а также для крайних обмоток многообмоточного трансформатора $H_1=0$ и $\epsilon=1$. Для трансформатора с двойной concentрической обмоткой высшего напряжения, когда внутренняя и наружная ее части имеют одинаковую н. с., для обмотки нижнего напряжения $H_1=-H_2$, т. е. $\epsilon=1/2$.

Положив, как это делалось в ранних работах [Л. 1 и 2], что все размеры обмотки заданы, кроме размера провода b в направлении, перпендикулярном индукции поля рассеяния, подставим в (6) r_0 (на единицу длины), равное:

$$r_0 = \frac{1}{\gamma a b m_1}, \quad (7)$$

где m_1 — число параллельных ветвей.

Возьмем производную по b и приравняем ее нулю. Тогда размер b , соответствующий минимальным потерям в меди обмотки, будет:

$$b = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{h \sqrt{3}}{n_a n_b \epsilon a}}. \quad (8)$$

Подставив это выражение в (6), найдем соотношение:

$$r_0^* = 1 + \frac{1}{3},$$

где r^* — минимальное активное сопротивление.

Таким образом, наименьшие суммарные потери в обмотке при заданном числе слоев в осевом и радиальном направлениях имеют место в том случае, когда потери от вихревых токов составляют 1/3 омических потерь.

Непрерывная и дисковая катушечные обмотки. Будем считать постоянными (заданными) число витков обмотки w , высоту и ширину обмотки h и d , количество параллельных ветвей в осевом направлении в обмотке с «расщепленным» проводом p , а также изоляционные промежутки в осевом Δa и радиальном Δb направлениях (рис. 1). Под Δa следует понимать среднее изоляционное расстояние между проводниками соседних слоев. Переменными величинами будем считать размеры провода a и b , число катушек n_k , число витков в катушке w_k и число параллельных проводов в катушке m .

Из искомых величин только две оказываются независимыми, так как все они связаны уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} h' &= h + \Delta a = p n_k (a + \Delta a); \\ w_k &= \frac{w}{n_k}; \\ d' &= d + \Delta b = w_k m (b + \Delta b). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Задачу можно решить, задаваясь одной из неизвестных величин, например a или m . Если в непрерывной обмотке задаться величиной a , то в отношении нахождения оптимальных размеров она станет идентичной винтовой обмотке с теми же га-

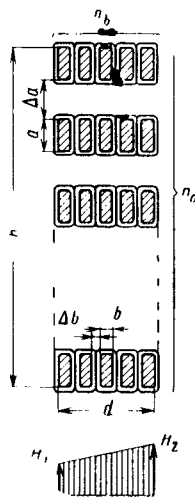


Рис. 1. Принятые обозначения размеров в обмотках трансформатора.

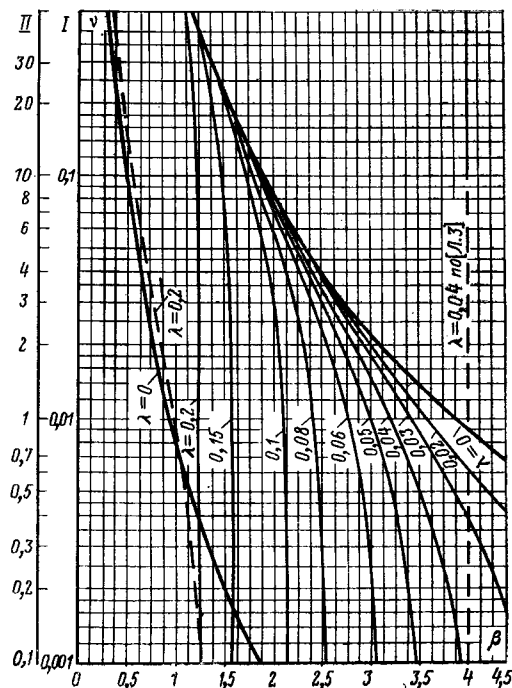


Рис. 2. Кривые для нахождения оптимального размера провода обмотки трансформатора.

баритами, так как при данных условиях задача сводится к определению оптимальных размеров b и m .

Более интересным является случай, когда задано число параллельных проводов в катушке m , так как это число обычно варьируется в узких пределах. Активное сопротивление на единицу длины обмотки получим из (6) и (7), если заменим n_a на $p n_k$, n_b на $w_k m$, m_1 на $p m$ и решим их совместно с (9). Тогда

$$r = \frac{1}{\gamma a b p m} \left[1 + \left(\frac{p w m \epsilon a b^2 k^2}{3 h} \right)^2 \right]. \quad (10)$$

Это уравнение можно переписать в виде:

$$r = \frac{w}{\gamma h' d'} \left\{ \frac{1 + \beta}{\beta [1 - \lambda (1 + \beta)]} + \frac{\gamma \beta^2 [1 - \lambda (1 + \beta)]}{1 + \beta} \right\} \quad (11)$$

или

$$\frac{r}{r_0} = 1 + \frac{\gamma \beta^4 [1 - \lambda (1 + \beta)]^2}{(1 + \beta)^2}, \quad (11a)$$

где $\beta = \frac{b}{\Delta b}$;

$$\gamma = \frac{\epsilon^2 k^4 \Delta b^2 d'^2 h'^2}{9 h^2} \approx \frac{\epsilon^2 k^4 \Delta b^2 d'^2}{9} \quad (12)$$

и

$$\lambda = \frac{p m w \Delta a \Delta b}{h' d'} \quad (13)$$

— относительное значение площади обмотки, занятой изоляцией.

Решая совместно (9) и (13), найдем:

$$\frac{a}{\Delta a} = \frac{1}{\lambda (1 + \beta)} - 1. \quad (14)$$

Чтобы найти минимум r , возьмем производную уравнения (11) по β и приравняем ее нулю; тогда получим:

$$v = \frac{(1+\beta)^2 [1-\lambda(1+\beta)^2]}{\beta^4 [1-\lambda(1+\beta)^2]^2 [2\beta+3-3\lambda(1+\beta)^2]} \quad (15)$$

Выразить β через v и λ в явном виде не представляется возможным, поэтому воспользуемся рис. 2. Чтобы определить значение β , соответствующее минимальному активному сопротивлению обмотки, необходимо по (12) и (13) найти v и λ и затем по рис. 2 найти β . После того как найдено $b = \beta \Delta b$, можно с помощью уравнений (14) и (9) определить остальные интересующие величины a , ω_k и n_k .

Решая совместно уравнения (15) и (11), найдем отношение минимального активного сопротивления обмотки r^* к омическому r_o :

$$\frac{r^*}{r_o} = 1 + \frac{1-\lambda(1+\beta)^2}{2\beta+3[1-\lambda(1+\beta)^2]} \quad (16)$$

В некоторых частных случаях уравнение (15) имеет простое решение относительно β .

При частоте $f=0$, $k=0$ и $v=0$ выражение (15) принимает вид:

$$1-\lambda(1+\beta)^2=0,$$

т. е.

$$\beta = \frac{b}{\Delta b} = \frac{1}{\sqrt{\lambda}} - 1. \quad (17)$$

С помощью уравнений (9) найдем:

$$\frac{b}{a} = \frac{\Delta b}{\Delta a}, \quad (18)$$

$$\omega_k = \frac{d'}{\Delta b(1+\beta)m}, \quad (19)$$

$$n_k = \frac{\omega}{\omega_k}.$$

Выражения (17)–(19) определяют оптимальные размеры обмотки при отсутствии вихревых токов в проводках, т. е. размеры, соответствующие наибольшей площади поперечного сечения проводов при заданных габаритах обмотки h и d и изоляционных промежутках Δa и Δb . Эти формулы ранее были получены Дитрихом [Л. 3], а соотношение (18) — значительно ранее Гельпериным [Л. 8]. Зависимости $\beta = \frac{1}{\sqrt{\lambda}} - 1$ на рис. 2 изобразятся прямыми, параллельными оси ординат, как показано для $\lambda=0,04$ пунктирной линией.

Из рисунка видно, что кривые $v=f(\beta)$ в области малых значений v ($v < 0,005$) приближаются к вертикальным линиям и расхождение между кривыми, построенными по уравнениям (15) и (17), незначительно. При значениях $\lambda > 0,2$ можно без большой погрешности пользоваться уравнением (17) при любом значении v , т. е. находить оптимальные размеры провода из условия получения его максимального сечения.

Из рис. 2 следует также, что при больших значениях v ($v > 0,5$) и $0 < \lambda < 0,2$ кривые $v=f(\beta)$ для всех λ практически совпадают (см. кривые II на рис. 2) и, следовательно, в указанных границах можно считать $\lambda=0$. В этом случае уравнение (15) принимает вид:

$$v = \frac{(1+\beta)^2}{\beta^4 (2\beta+3)} \quad (20)$$

и может быть решено относительно β с достаточной степенью точности. Действительно, перепишем это уравнение в виде

$$\beta = \frac{1}{\sqrt[3]{2v}} \sqrt[3]{\frac{\left(1+\frac{1}{\beta}\right)^2}{1+\frac{1,5}{\beta}}}. \quad (21)$$

Второй множитель правой части равен:

$$\sqrt[3]{\frac{\left(1+\frac{1}{\beta}\right)^2}{1+\frac{1,5}{\beta}}} = \sqrt[3]{\frac{0,5}{1+\frac{0,5}{\beta}} + \frac{0,25}{\beta^2\left(1+\frac{1,5}{\beta}\right)}} \approx 1 + \frac{1}{6\beta}. \quad (22)$$

Приближенное значение отличается от точного на 5% при $\beta=0,5$, примерно на 1% при $\beta=1$ и еще меньше при больших β .

Обозначим

$$\beta_o = \frac{1}{\sqrt[3]{2v}} \quad (23)$$

и перепишем уравнение (21) в виде:

$$\beta^2 - \beta_o \beta - \frac{\beta_o}{6} = 0.$$

Тогда

$$\beta = \frac{\beta_o}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2}{3\beta_o}} \right). \quad (24)$$

Полагая в (11) $\lambda=0$ и подставляя v из (20), найдем минимальное активное сопротивление, соответствующее этому случаю,

$$r^* = r_o \left(1 + \frac{1}{2\beta+3} \right). \quad (25)$$

При определении оптимальных размеров провода непрерывной обмотки по описанной методике, в которой предполагается заданным число параллельных проводов m , осевой размер провода a иногда получается неконструктивно большим. В этом случае рекомендуется выбрать приемлемое значение этого размера и искать оптимальные значения b и m , как в винтовой обмотке. Так же нужно поступать во всех случаях, когда по каким-либо другим причинам осевой размер провода задан.

При рассмотрении обмотки с вводом в середину расчетное число витков обмотки следует удвоить по сравнению с действительным.

Винтовая обмотка. Будем считать заданными ширину и высоту обмотки d и h , число витков ω , число ходов p и изоляционные промежутки в осевом Δa и радиальном Δb направлениях. Осевой размер a провода в винтовой обмотке не зависит от размера b и однозначно определяется из уравнения:

$$h' = h + \Delta a = p\omega(a + \Delta a). \quad (26)$$

Активное сопротивление на единицу длины обмотки получим из (6), заменив n_b на m , n_a на $p\omega$ и m_1 на $p\omega$:

$$r = \frac{1}{\gamma a b m p} \left[1 + \left(\frac{p \omega m a b^2 k^2}{3h} \right)^2 \right]. \quad (28)$$

Учитывая, что $d' = m(b + \Delta b)$ и введя обозначения:

$$\beta = \frac{b}{\Delta b};$$

$$\nu = \frac{\epsilon^2 k^4 \Delta b^2 d'^2 \delta^4}{9}, \quad (29)$$

$$\delta = \frac{wpa}{h} \approx \frac{a}{a + \Delta a} \quad (30)$$

— коэффициент заполнения обмотки по высоте, можно переписать уравнение (28) в виде:

$$\frac{r^*}{r_0} = 1 + \frac{\nu \beta^4}{(1 + \beta)^2}. \quad (31)$$

Из сопоставления выражений (29), (31), (12) и (11а) видно, что коэффициент ν у винтовой и непрерывной обмоток отличается множителем δ^4 (30) и что отношение активного сопротивления к омическому у винтовой обмотки становится тождественным этому отношению у непрерывной обмотки, если положить в нем $\lambda = 0$. Это объясняется тем, что условие $\lambda = 0$ имеет место при $\Delta a = 0$ [см. (13)]. В этом случае переменными величинами в непрерывной обмотке остаются, как и в винтовой, только b и m . Поэтому оптимальный радиальный размер винтовой обмотки, соответствующий минимальному активному сопротивлению, может быть найден по кривой $\lambda = 0$ на рис. 2 или по формуле (24), причем ν определяется по (29), а минимальное активное сопротивление находится по формуле (25). После того как $b = \beta \Delta b$ найдено, можно найти число параллельных проводов m , пользуясь уравнением $d' = d + \Delta b = m(b + \Delta b)$.

Выводы. Рассмотрены условия получения минимума потерь в обмотках двух- и многообмоточных трансформаторов при заданных габаритах обмотки и числе витков и чисто осевом поле. Приведено аналитическое выражение для оптимального размера проводника винтовой обмотки. Для непрерывных и дисковых катушечных обмоток дано графическое решение.



Показано, что при значении параметра $\nu < 0,005$ оптимальные размеры проводов при заданном числе параллельных ветвей можно находить из условия получения максимального поперечного сечения проводов обмотки (минимального омического сопротивления). Таким же образом можно определять оптимальные размеры провода при любом ν , если коэффициент заполнения площади, занятой обмоткой, достаточно низок ($\lambda \geq 0,2$).

При значении параметров $\nu > 0,5$ и $0 \leq \lambda < 0,2$ оптимальные размеры непрерывных и дисковых катушечных обмоток могут быть найдены приближенно аналитически по тем же формулам, что и для винтовой обмотки.

Если оптимальный размер провода a непрерывной или дисковой обмоток, определенный при условии $m = \text{const}$, получается неконструктивно большим, рекомендуется задаться удобным размером a и искать оптимальные размеры b и m , как в винтовой обмотке. Так же следует поступать, если осевой размер провода задан по каким-либо другим причинам.

Литература

1. Widmar M., Wirbelstromwärme im Großtransformatorenkupfer, Elektrotechnik und Maschinenbau, 1954, Н. 9, S. 249.
2. Küchler R., Die Transformatoren, Springer-Verlag, 1956.
3. Dietrich W., Auslegung von Transformatorenwicklungen mit kleinstem Wirkwiderstand, ETZ—A, 1965, Bd 86, Н. 6, S. 176.
4. Кутявин И. Д., Проектирование обмоток трансформаторов с минимальными потерями в меди, «Электричество», 1969, № 7.
5. Gogolewski Z., Puchala A., Metoda obliczania optymalnego wielowarstwowego uzwojenia transformatorów, Archiwum Elektrotechniki, 1959, t. VIII, z. 4, S. 557.
6. Ujházy G., Erőátviteli transzformátorok tekercsrendszerek méretezése, Elektrotechnika, 1969, 62, № 10—11, S. 450.
7. Dietrich W., Berechnung der Wirkverluste von Transformatorenwicklungen unter Berücksichtigung des tatsächlichen Streufeldverlaufes, Archiv für Elektrotechnik, 1961, Bd 46, Н. 4, S. 209.
8. Гельперин Б. Б., О наивыгоднейших размерах меди обмоток трансформатора для получения минимального окна, «Электричество», 1935, № 15.

[7.9.1970]

УДК 621.314.21.045.014.32.001.24

Расчет механических напряжений растяжения в обмотках трансформаторов с подразделенными проводами

Канд. техн. наук Л. И. МИЛЬМАН

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

Определение прочности наружных обмоток является одной из важных составных частей расчета силовых трансформаторов на электродинамическую устойчивость при коротких замыканиях. Расчет механических напряжений и деформаций наружных обмоток, изготовленных из обычного провода, подробно рассмотрен в [Л. 1 и 2]. Однако в мощных высоковольтных трансформаторах для снижения добавочных потерь, вызываемых осевым полем рассеяния, в настоящее время широко используются

подразделенный и транспонированный провода. Оба вида провода представляют собой группу элементарных проводников, имеющих общую витковую изоляцию (рис. 1).

В конструктивном отношении обмотка из подразделенного провода характеризуется чередованием изоляционных слоев разной толщины. Поэтому для расчета таких обмоток нельзя воспользоваться формулами [Л. 1 и 2], полученными для обмоток из обычного провода и имеющих одинаковые по

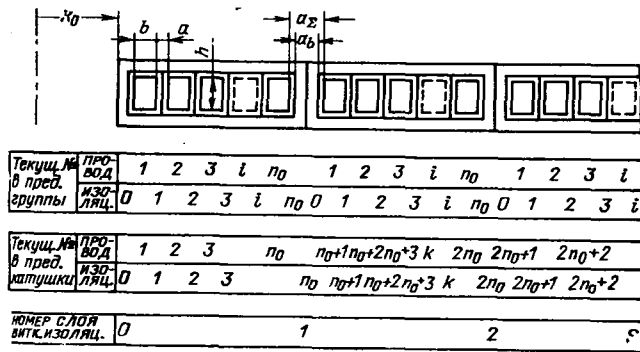


Рис. 1. Катушка обмотки с подразделенными проводниками.

толщине слоя изоляции по всей радиальной ширине катушки. Пренебрежение толщиной общей витковой изоляции при определении деформаций проводов в большинстве практически встречающихся случаев приводит к весьма большой ошибке, достигающей иногда 80—100%.

Необходимость возможно более точного расчета механических напряжений в наружных обмотках трансформаторов, в том числе и из подразделенного провода, обусловлена тем, что возникающие в результате действия радиальных усилий короткого замыкания остаточные деформации могут значительно увеличить ближайший к наружной обмотке осевой масляный канал и тем самым существенно снизить электрическую прочность главной изоляции трансформатора. Так, при диаметре обмотки 2000 мм остаточной деформации 0,5% соответствует увеличение радиуса на 5 мм, что обычно недопустимо.

С механической точки зрения обмотка с подразделенными проводниками является одним из видов слоистых конструкций. В технической литературе расчету многослойных стержней, пластин и оболочек посвящен ряд работ [Л. 3 и 4 и др.], однако основное внимание в них уделено вопросам изгиба, колебаний и устойчивости в упругой области и не рассматривается вопрос, являющийся темой настоящей работы: статический расчет на прочность наружных обмоток трансформаторов из подразделенного провода с учетом нелинейности механической характеристики материала провода и чередования изоляционных слоев разной толщины.

В работе получены также формулы для расчета многослойных обмоток из транспонированного провода. Таким образом, в совокупности с [Л. 1 и 2] настоящая статья содержит все данные, необходимые для расчета на прочность наружных обмоток трансформаторов.

В основу решения задачи положена расчетная схема, подробно рассмотренная в [Л. 1 и 2]. Так как среднее напряжение растяжения в наружных обмотках мощных трансформаторов обычно значительно больше предела пропорциональности проводникового материала, примем, что все провода катушки, а следовательно, и каждой группы, работают в зоне пластичности. Следуя [Л. 2], реальную механическую характеристику проводникового материала (зависимость деформации ϵ от напряжения σ) представим в виде двух прямолинейных от-

резков I и II (рис. 2), описываемых соответственно уравнениями:

зона упругости

$$\sigma = \epsilon E; \quad (1)$$

зона пластичности

$$\sigma = \sigma_A + (\epsilon - \epsilon_A) \frac{E}{\xi}, \quad (2)$$

где $\xi = \frac{E}{E_y}$ — отношение модуля упругости E к модулю упрочнения E_y (рис. 2).

Выделим из обмотки произвольную группу S , состоящую из проводов $m, m+1, \dots, m+n_0-1$, где n_0 — число проводов в группе ($n_0 = \text{const}$ для всех групп). Действие соседних групп проводов заменим силами p_{s-1} и p_s (рис. 3).

Используя условия равновесия (i — порядковый номер провода или слоя изоляции в пределах группы)

$$\sigma_i = \frac{R_i(q_i + p_{i-1} - p_i)}{F} \quad (3)$$

и совместности деформаций соседних проводов [Л. 1]

$$v_i = v_{i+1} + v_{p_i}, \quad (4)$$

получим уравнение для определения давления p_i в слоях изоляции рассматриваемой группы:

$$\begin{aligned} p_{i-1} - p_i \left[1 + \left(1 + \frac{t_0}{1 + it_0} \right)^2 + \frac{N}{\xi(1 + it_0)^2} \right] + \\ + p_{i+1} \left(1 + \frac{t_0}{1 + it_0} \right)^2 + \\ + q \left[1 - \frac{t_0(n-i-0,5)(2 + 2it_0 + t_0)}{(1 + it_0)^2} \right] + \\ + \frac{\sigma_A F t_0 (\xi - 1)}{R_0 \xi (1 + it_0)^2} = 0, \end{aligned} \quad (5)$$

где $t_0 = \frac{a+b}{R_0}$ (см. рис. 1); q — удельная электромаг-

нитная нагрузка [Л. 1]; σ_i — напряжение растяжения в проводе i ; q_i — электромагнитная сила, действующая на провод i ; R_i — средний радиус провода i ; F — сечение провода (от i не зависит); v_i — радиальное перемещение провода i ; v_{p_i} — абсолютная деформация сжатия слоя изоляции i .

Уравнение (5) не может быть решено аналитически. Поэтому для получения удобного в практических приложениях решения, положим в (5), $t_0 = 0$ [Л. 1], что приводит к упрощенному уравнению

$$\begin{aligned} p_{i-1} + p_{i+1} - p_i \times \\ \times \left(2 + \frac{N}{\xi} \right) + q = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Сделанное допущение идет в запас с точки зрения значения максимального напряжения растяжения, действующего во внутреннем слое (проводе)

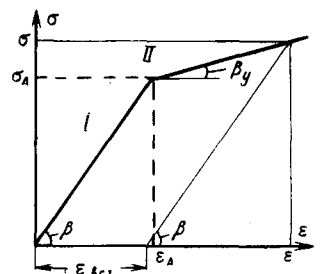


Рис. 2. Схематизированная диаграмма растяжения проводникового материала $\text{tg } \beta = E$; $\text{tg } \beta_y = E_y$.

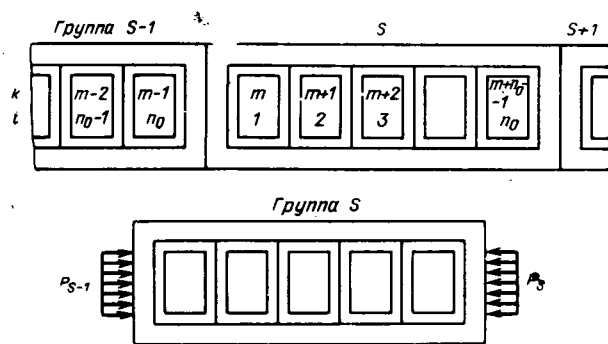


Рис. 3. К расчету напряжений и деформаций проводов группы S.

катушки, и дает возможность решить поставленную задачу в замкнутом виде, не приводя, при типичных для мощных силовых трансформаторов соотношениях размеров ($t_0 \approx 0,003 \div 0,005$), к заметным ошибкам. О допустимости пренебрежения t_0 в коэффициентах при p_i , p_{i+1} и q свидетельствуют результаты [Л. 5]. Что касается последнего слагаемого в левой части уравнения (5), то его влияние, как показывают результаты расчетов крупных трансформаторов, невелико. Так, для рассмотренного ниже примера (считая в сторону запаса $1 + it_0 \approx 1$):

$$\frac{\sigma_A F t_0 (\xi - 1)}{R_0 \xi} = \frac{770 \cdot 0,437 \cdot 0,00295 \cdot 11}{109,6 \cdot 12} = 0,00835 \text{ кг/см},$$

что составляет всего

$$\frac{0,00835 \cdot 100}{0,234} = 3,57\% \text{ от } q = 0,234 \text{ кг/см}.$$

Таким образом, упрощенное уравнение (6), несмотря на внутреннюю статическую неопределенность рассматриваемой механической системы, не содержит параметра σ_A . Объясняется это тем, что при условии $t_0 = 0$ все провода катушки будут иметь одинаковый средний радиус.

Решение (6) имеет вид [Л. 1]

$$p_i = A \operatorname{ch} i \bar{\theta} + B \operatorname{sh} i \bar{\theta} + \frac{q \xi}{N}, \quad (7)$$

где [Л. 2]

$$\left. \begin{aligned} N &= \frac{abE}{E_{из} R_0^2} \quad (\text{рис. 1}); \\ \operatorname{ch} \bar{\theta} &= 1 + \frac{N}{2\xi}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Произвольные постоянные A и B находятся из граничных условий:

$$\left. \begin{aligned} \text{при } i=0 \quad p_i &= p_{s-1}; \\ \text{при } i=n_0 \quad p_i &= p_s. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} A &= p_{s-1} - \frac{q \xi}{N}; \\ B &= \frac{p_s}{\operatorname{sh} n_0 \bar{\theta}} + \frac{q \xi}{N} - p_{s-1} \operatorname{cth} n_0 \bar{\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Подставляя значения A и B из (10) в решение (7), получим:

$$\begin{aligned} p_i &= \frac{q \xi}{N} \left[1 - \frac{\operatorname{ch} \bar{\theta} (0,5 n_0 - i)}{\operatorname{ch} 0,5 n_0 \bar{\theta}} \right] + \\ &+ p_{s-1} \frac{\operatorname{sh} \bar{\theta} (n_0 - i)}{\operatorname{sh} n_0 \bar{\theta}} + p_s \frac{\operatorname{sh} i \bar{\theta}}{\operatorname{sh} n_0 \bar{\theta}}. \end{aligned} \quad (11)$$

При известном p_i нетрудно найти напряжение растяжения в любом проводе группы S [Л. 1 и 2]:

$$\begin{aligned} \sigma_i &= \frac{R_0 q}{F} \left[n - k + 0,5 - \frac{\operatorname{sh} \bar{\theta} (0,5 n_0 - i + 0,5)}{2 \operatorname{sh} 0,5 \bar{\theta} \operatorname{ch} 0,5 n_0 \bar{\theta}} \right] + \\ &+ \frac{2 R_0 \operatorname{sh} 0,5 \bar{\theta}}{F \operatorname{sh} n_0 \bar{\theta}} [p_{s-1} \operatorname{ch} \bar{\theta} (n_0 - i + 0,5) - \\ &- p_s \operatorname{ch} \bar{\theta} (i - 0,5)] \\ (i &= 1, 2, \dots, n_0; k = m, m+1, \dots, \\ &\dots, m+n_0-1). \end{aligned} \quad (12)$$

Деформация провода i согласно (2)

$$\varepsilon_i = \frac{\xi (\sigma_i - \sigma_A) + \sigma_A}{E}. \quad (13)$$

При известных p_{s-1} и p_s поставленную задачу можно было бы считать решенной, так как в этом случае с помощью уравнений (12) и (13) легко найти напряжение и деформацию любого провода катушки.

Для определения усилий, передаваемых через общую витковую изоляцию, рассмотрим условие совместности деформаций двух соседних групп проводов, заключающееся в том, что под действием внешней нагрузки ни в одном месте катушки не может возникнуть зазор между двумя соседними группами. Последнее означает, что радиальное перемещение последнего провода Δ_{m-1} ($i=n_0$; $k=m-1$) группы $S-1$ равно сумме перемещения первого провода Δ_m ($i=1$; $k=m$) последующей группы S и абсолютной деформации сжатия δ_{m-1} слоя изоляции толщиной a_z между рассматриваемыми группами, т. е.

$$\Delta_{m-1} = \Delta_m + \delta_{m-1}. \quad (14)$$

Так как

$$\Delta_{m-1} = \varepsilon_{m-1} R_0 = \frac{R_0}{E} [\xi (\sigma_{m-1} - \sigma_A) + \sigma_A];$$

$$\Delta_m = \varepsilon_m R_0 = \frac{R_0}{E} [\xi (\sigma_m - \sigma_A) + \sigma_A];$$

$$\delta_{m-1} = \frac{p_{s-1} a_z}{h E_{из} \xi},$$

где $\alpha = \frac{a_z}{a}$, то (14) можно представить в виде:

$$\sigma_{m-1} - \sigma_m - \frac{p_{s-1} \alpha a E}{R_0 h E_{из} \xi} = 0. \quad (14a)$$

Подставляя в последнее выражение значения σ_{m-1} и σ_m , найденные по формуле (12), после ряда преобразований окончательно получим:

$$p_{s-1} - (2 + \bar{N}_n) p_s + p_{s+1} + q \frac{\operatorname{sh}^2 0,5 n_0 \bar{\theta}}{\operatorname{sh}^2 0,5 \bar{\theta}} = 0, \quad (15)$$

где параметр

$$\bar{N}_n = 4 \operatorname{sh}^2 0,5 n_0 \bar{\theta} \left[(\alpha - 1) \frac{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}}{\operatorname{th} 0,5 n_0 \bar{\theta}} + 1 \right] \quad (15a)$$

характеризует степень влияния общей витковой изоляции на характер распределения напряжений и деформаций по радиальной ширине катушки.

Уравнение (15) по своей структуре полностью совпадает с (7), поэтому его общее решение может

быть записано в виде:

$$p_s = C \operatorname{ch} S \bar{\theta}_n + D \operatorname{sh} S \bar{\theta}_n + \frac{q}{N_n}, \quad (16)$$

где произвольные постоянные C и D определяются из граничных условий (рис. 1):

$$\left. \begin{aligned} \text{при } S=0 \quad p_s &= 0; \\ \text{при } S=\frac{n}{n_0} \quad p_s &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

После подстановки значений C и D в (16) получим:

$$p_s = \frac{q \operatorname{sh}^2 0,5 n_0 \bar{\theta}}{N_n \operatorname{sh}^2 0,5 \bar{\theta}} \left[1 - \frac{\operatorname{ch} \bar{\theta}_n \left(\frac{n}{2n_0} - \dot{S} \right)}{\operatorname{ch} \frac{n \bar{\theta}_n}{2n_0}} \right], \quad (18)$$

где по аналогии с (8)

$$\operatorname{ch} \bar{\theta}_n = 1 + 0,5 \bar{N}_n; \quad (19)$$

n — число проводов катушки в радиальном направлении.

При практических расчетах наибольший интерес представляет определение напряжений и деформаций крайних ($k=1$ и $k=n$) проводов катушки (рис. 1). Для них с помощью выражений (12) и (18) могут быть получены формулы:

$$\sigma_1 = \frac{R_0 q}{F} \left[n - 0,5 \frac{\operatorname{th} 0,5 n_0 \bar{\theta} \operatorname{th} \frac{n \bar{\theta}_n}{2n_0}}{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta} \operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}_n} \right], \quad (20)$$

$$\sigma_n = \frac{R_0 q}{2F} \frac{\operatorname{th} 0,5 n_0 \bar{\theta} \operatorname{th} \frac{n \bar{\theta}_n}{2n_0}}{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta} \operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}_n}. \quad (21)$$

Деформации ε_1 и ε_n рассчитываются по (13) с заменой σ_i на σ_1 и σ_n соответственно.

Приведенная на рис. 4 зависимость $\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon''_1} = f(\alpha)$ под-

тверждает необходимость учета толщины общей витковой изоляции при расчете деформаций обмоток с подразделенными проводами (ε''_1 — деформация первого, наиболее нагруженного провода катушки, рассчитанная в предположении $a_b = 0$).

Если все провода катушки работают в зоне упругости, используются те же расчетные формулы, в которых принимается $\xi = 1$. Когда часть проводов катушки работает в зоне пластичности, для определения напряжений и деформаций используется метод расчета, предложенный в [Л. 2].

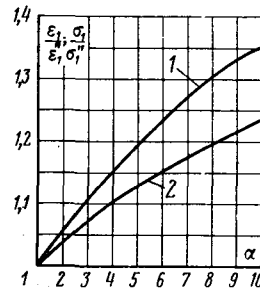
Если распределение напряжений (и деформаций) в пределах каждой группы можно считать равномерным (это справедливо для многослойных обмоток из транспонированного провода, у которых толщина a лаковой изоляции элементарных проводников мала, а ее модуль упругости велик и, следовательно, параметр N практически равен нулю), то вместо (20) и (21) получим:

$$\sigma'_1 = \frac{R_0 q}{F} \left[n - 0,5 n_0 \frac{\operatorname{th} \frac{n \bar{\theta}_n}{2n_0}}{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}_n} \right]; \quad (20a)$$

$$\sigma'_n = \frac{R_0 q}{2F} \frac{n_0 \operatorname{th} \frac{n \bar{\theta}_n}{2n_0}}{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}_n}, \quad (21a)$$

Рис. 4. Зависимость

$$\begin{aligned} \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon''_1} &= f(\alpha) \text{ и } \frac{\sigma_1}{\sigma''_1} = \\ &= \varphi(\alpha) \text{ при } n=48, \\ & n_0=2, \quad N=0,006, \\ & \quad \xi=10. \\ 1 - \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon''_1}; \quad 2 - \frac{\sigma_1}{\sigma''_1}. \end{aligned}$$



где

$$\bar{N}'_n = \frac{N' n_0}{\xi}; \quad N' = \frac{a_b b E}{E_{из} R_0^2}; \quad \operatorname{ch} \bar{\theta}'_n = 1 + 0,5 \bar{N}'_n. \quad (22)$$

Для определения σ_1 , σ_n и соответствующих им деформаций ε_1 и ε_n можно также пользоваться упрощенными формулами (23) — (26):

$$\tilde{\sigma}_1 = \frac{R_0 q}{F} \left[n - \frac{0,5 \operatorname{th} 0,5 n \bar{\theta}_{cp}}{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}_{cp}} \right]; \quad (23)$$

$$\tilde{\varepsilon}_1 = \frac{\xi (\tilde{\sigma}_1 - \sigma_A) + \sigma_A}{E}; \quad (24)$$

$$\tilde{\sigma}_n = \frac{R_0 q}{2F} \frac{\operatorname{th} 0,5 n \bar{\theta}_{cp}}{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}_{cp}}; \quad (25)$$

$$\tilde{\varepsilon}_n = \frac{\xi (\tilde{\sigma}_n - \sigma_A) + \sigma_A}{E}, \quad (26)$$

в которых

$$\operatorname{ch} \bar{\theta}_{cp} = 1 + \frac{N_{cp}}{2\xi}; \quad N_{cp} = \frac{a_{cp} b E}{E_{из} R_0^2}, \quad (27)$$

$$a_{cp} = \frac{a}{n-1} \left[\frac{n}{n_0} (n_0 - 1) + \alpha \left(\frac{n}{n_0} - 1 \right) \right]. \quad (28)$$

Сама возможность применения упрощенных формул может быть обоснована только путем их сопоставления с точными соотношениями. При отсутствии последних справедливость (23) — (26) оставалась бы под сомнением.

Расчет по N_{cp} пригоден только для определения $\tilde{\sigma}_1$ и $\tilde{\sigma}_n$ и не дает представления о величине усилий, действующих внутри катушки. Поэтому, например, для определения давлений сжатия в бумажной изоляции транспонированного провода необходимо пользоваться точным методом.

Опыт расчета обмоток с подразделенными проводами показывает, что выражения (24) — (26) обладают достаточной точностью (порядка нескольких процентов) во всем диапазоне изменения параметров обмоток силовых трансформаторов, что подтверждается приводимым ниже примером.

Пример расчета обмотки с подразделенными проводами.

Исходные данные:

$n=32$; $n_0=2$; $F=0,437 \text{ см}^2$; $b=0,283 \text{ см}$; $R_0=109,6 \text{ см}$;

$a=0,04 \text{ см}$; $a_n=0,256 \text{ см}$; $a_n=0,296 \text{ см}$; $\alpha=7,4$.

Материал провода: медь с $E=1,2 \cdot 10^6 \text{ кг/см}^2$, $\sigma_A=770 \text{ кг/см}^2$ и $\xi=12$. Модуль упругости бумажной изоляции $E_{из}=150 \text{ кг/см}^2$, $q=0,234 \text{ кг/см}$.

Расчет при $a_b=0$

$$\begin{aligned} \sigma''_1 &= \frac{R_0 q}{F} \left[n - \frac{0,5 \operatorname{th} 0,5 n \bar{\theta}}{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}} \right] = \frac{109,6 \cdot 0,234}{0,437} \left[32 - \right. \\ & \quad \left. - \frac{0,5 \operatorname{th} 0,5 \cdot 32 \cdot 0,0252}{\operatorname{th} 0,5 \cdot 0,0252} \right] = 985 \text{ кг/см}^2; \end{aligned}$$

$$N = \frac{abE}{E_{нз}R_0^2} = \frac{0,04 \cdot 0,283 \cdot 1,2 \cdot 10^6}{150 \cdot 109,6^2} = 0,00756;$$

$$\operatorname{ch} \bar{\theta} = 1 + \frac{N}{2\xi} = 1 + \frac{0,00756}{2 \cdot 12} = 1,000316; \quad \bar{\theta} = 0,0252;$$

$$\begin{aligned} \epsilon''_1 &= \frac{\sigma''_1 \xi - \sigma_A (\xi - 1)}{E} 100 = \\ &= \frac{985 \cdot 12 - 770 (12 - 1)}{1,2 \cdot 10^6} \cdot 100 = 0,279\%. \end{aligned}$$

Остаточная деформация (после воздействия радиальных усилий)

$$\epsilon''_{10\text{ост}} = \epsilon''_1 - \frac{\sigma''_1 100}{E} = 0,279 - \frac{985 \cdot 100}{1,2 \cdot 10^6} = 0,197\%,$$

$$\Delta''_{10\text{ост}} = \frac{1096 \cdot 0,197}{100} = 2,16 \text{ мм (на радиус)}.$$

Расчет при $a_n \neq 0$ [точный, по формуле (20)]

$$\begin{aligned} N_{\pi} &= 4 \operatorname{sh}^2 0,5 n_0 \bar{\theta} \left[(\alpha - 1) \frac{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}}{\operatorname{th} 0,5 n_0 \bar{\theta}} + 1 \right] = \\ &= 4 \operatorname{sh}^2 0,0252 \left[(7,4 - 1) \frac{\operatorname{th} 0,5 \cdot 0,0252}{\operatorname{th} 0,5 \cdot 2 \cdot 0,0252} + 1 \right] = 0,01065, \end{aligned}$$

$$\operatorname{ch} \bar{\theta}_{\pi} = 1 + 0,5 N_{\pi} = 1 + 0,5 \cdot 0,01065 = 1,00533, \\ \bar{\theta}_{\pi} = 0,103,$$

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= \frac{R_0 q}{F} \left[n - 0,5 \frac{\operatorname{th} 0,5 n_0 \bar{\theta} \operatorname{th} \frac{n \bar{\theta}_{\pi}}{2 n_0}}{\operatorname{th} 0,5 \bar{\theta} \operatorname{th} 0,5 \bar{\theta}_{\pi}} \right] = \\ &= \frac{109,6 \cdot 0,234}{0,437} \left[32 - 0,5 \frac{\operatorname{th} 0,5 \cdot 2 \cdot 0,0252 \cdot \operatorname{th} \frac{32 \cdot 0,103}{2 \cdot 2}}{\operatorname{th} 0,0126 \operatorname{th} 0,0515} \right] = \\ &= 1105 \text{ кг/см}^2, \end{aligned}$$

$$\epsilon_1 = \frac{1105 \cdot 12 - 770 \cdot 11}{1,2 \cdot 10^6} 100 = 0,399\%,$$

$$\epsilon_{10\text{ост}} = 0,399 - \frac{1105 \cdot 100}{1,2 \cdot 10^6} = 0,307\%,$$

$$\Delta_{10\text{ост}} = \frac{1096 \cdot 0,307}{100} = 3,36 \text{ мм}.$$

Таким образом, пренебрежение величиной a_b дает в значении $\Delta_{10\text{ост}}$ ошибку более 50%.

Расчет при $a_b \neq 0$ [приближенный, по формуле (23)]

$$a_{\text{ср}} = \frac{0,4}{31} (16 \cdot 1 + 7,4 \cdot 15) = 1,64 \text{ мм},$$

$$N_{\text{ср}} = 0,00756 \frac{0,164}{0,04} = 0,0314,$$

$$\operatorname{ch} \bar{\theta}_{\text{ср}} = 1 + 0,5 \frac{N_{\text{ср}}}{\xi} = 1,00131; \quad \bar{\theta}_{\text{ср}} = 0,0511,$$

$$\begin{aligned} \tilde{\sigma}_1 &= \frac{R_0 q}{F} \left[n - \frac{0,5 \operatorname{th} 0,5 n \bar{\theta}_{\text{ср}}}{\operatorname{tg} 0,5 \bar{\theta}_{\text{ср}}} \right] = \frac{109,6 \cdot 0,234}{0,437} \left[32 - \right. \\ &\quad \left. - \frac{0,5 \operatorname{th} 0,5 \cdot 32 \cdot 0,0511}{\operatorname{th} 0,5 \cdot 0,0511} \right] = 1100 \text{ кг/см}^2, \end{aligned}$$

$$\tilde{\epsilon}_1 = 0,394\%; \quad \tilde{\epsilon}_{10\text{ост}} = 0,302\%; \quad \tilde{\Delta}_{10\text{ост}} = 3,3 \text{ мм},$$

т. е. точность приближенного расчета вполне достаточна.

Выводы. 1. Разработана методика расчета механических напряжений и деформаций в обмотках трансформаторов с подразделенным проводом, находящихся под действием растягивающих радиальных усилий короткого замыкания.

2. Показано, что для оценки динамической прочности обмоток и влияния механических деформаций на электрическую прочность главной изоляции при расчете необходимо учитывать наличие общей витковой изоляции.

3. Предложен простой и удобный способ приближенной оценки деформаций крайних проводов катушки, обладающий достаточной для практических целей точностью.

4. Полученные результаты могут быть применены для расчета на прочность многослойных обмоток из транспонированного провода.

Литература

1. Мильман Л. И. и Лурье С. И., Расчет прочности наружных обмоток трансформаторов при действии радиальных усилий короткого замыкания, «Электричество», 1965, № 8.
2. Мильман Л. И., Расчет напряжений растяжения в наружных обмотках трансформаторов с учетом нелинейности механической характеристики проводникового материала, «Электротехническая промышленность», 1968, № 309.
3. Болотин В. В., Прочность, устойчивость и колебания многослойных пластин, сб. «Расчеты на прочность», изд-во «Машиностроение», вып. 11, 1965.
4. Болотин В. В. и др., Колебания круговых трансформаторных обмоток, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 4.
5. Мильман Л. И., Расчет механических напряжений растяжения и сжатия с учетом изменения радиуса витков обмотки, «Электротехническая промышленность», 1967, № 281.

[4.9.1970]



УДК 621.313.3:681.14

Частотный метод определения параметров электромагнитных тормозов и муфт скольжения с массивным магнитопроводом

Доктор техн. наук, проф. Ф. Г. ГУСЕЙНОВ и канд. техн. наук Э. М. АББАСОВА

Баку

Существенной особенностью электрических машин с массивным магнитопроводом является то, что их массивные части, будучи магнитной цепью, выполняют одновременно роль распределенной обмотки переменного тока. Ток и поток в массивном магнитопроводе — это сложные функции магнитной проницаемости и частоты.

Строгое исследование процессов в машинах с массивным магнитопроводом должно быть проведено по уравнениям Максвелла. При учете насыщения и торцевых эффектов эти процессы весьма сложны и недостаточно изучены. Для решения ряда практических задач, таких как исследование реакции машин с массивным магнитопроводом на

внешние возмущения, определение рабочих параметров и характеристик машин и др., нет необходимости исследовать процессы, происходящие внутри массива, а достаточно рассмотреть только результирующее влияние этих процессов.

При такой постановке задачи массивный магнитопровод можно эквивалентировать сосредоточенными магнитосвязанными контурами. Эквивалентирование массивного магнитопровода синхронных и асинхронных машин одним или несколькими сосредоточенными контурами и определение их параметров и характеристик подробно рассматривается в [Л. 1—4].

Следует отметить, что возможность питать стартовую обмотку этих машин переменным трехфазным током представляет большое удобство для экспериментального определения эквивалентных параметров массивного магнитопровода и построения с их помощью соответствующих характеристик машин.

Представляет интерес эквивалентирование электромагнитных тормозов и муфт с массивным магнитопроводом сосредоточенными контурами и определение их параметров и характеристик. Отличительной особенностью этих машин является то, что у них доступны только зажимы обмотки возбуждения, а ток возбуждения является фиксированной, не зависящей от скольжения и тока якоря величиной. Разработанные в [Л. 1—4] методы определения параметров непригодны для этих специальных машин.

Настоящая работа посвящается эквивалентированию массивного магнитопровода электромагнитного тормоза (ЭМТ) и электромагнитной муфты скольжения (ЭМС) сосредоточенными контурами и определению параметров этих контуров частотным методом.

Эквивалентирование и математическое моделирование ЭМТ и ЭМС. Конструктивно ЭМТ и ЭМС состоят из массивного стального статора и явнополюсного индуктора. Сердечники полюсов также выполняются массивными.

Распределенный ток массива якоря заменяется нами эквивалентными сосредоточенными токами короткозамкнутых контуров по осям d и q .

Массив полюса в переходных режимах по своему действию эквивалентен демпферной обмотке, поэтому полюса ЭМТ и ЭМС эквивалентируются короткозамкнутым контуром D по продольной оси.

Следует отметить, что фактически существует демпфирующее действие полюсов и по поперечной оси Q . Однако, учитывая отсутствие явновыраженного поперечного контура, наличие большого магнитного сопротивления на пути поперечного потока и незначительную скорость изменения потока, эквивалентный поперечный контур не принимается во внимание.

Таким образом, ЭМТ и ЭМС с массивным якорем и массивными полюсами эквивалентируются четырьмя сосредоточенными контурами: b , d , D , q (рис. 1).

Параметры этих контуров определяются с соблюдением критериев эквивалентности, в качестве которых приняты:

инвариантность эффекта реакции якоря;

инвариантность электромагнитной мощности (момента) ЭМТ и ЭМС до и после их эквивалентирования.

На основе этих критериев эквивалентности можно разработать методику определения параметров сосредоточенных контуров. Одним из таких методов может служить, например, метод определения параметров сосредоточенных контуров по кривым нарастания или затухания тока возбуждения. При этом критерии эквивалентности удовлетворяются естественным образом, так как параметры сосредоточенных контуров находятся из условия инвариантности кривой нарастания или затухания $i_b = f(t)$ реальной машины с массивным магнитопроводом и эквивалентной машины с сосредоточенными контурами.

За основу был принят этот метод определения параметров.

Наличие постоянного тока возбуждения, реакции якоря в нагрузочном режиме и структурное подобие ЭМТ и ЭМС синхронной машине позволяют применить к ним хорошо разработанную теорию переходных процессов синхронных машин.

В отличие от обычных синхронных машин, у которых параметры контуров принимаются постоянными, у машин с массивным магнитопроводом параметры эквивалентных контуров якоря будут переменными, зависящими от тока возбуждения и скорости вращения.

Пользуясь уравнениями Парка — Горева, можно получить аналитические связи, позволяющие определить параметры сосредоточенных контуров по показателям переходного процесса.

Задача определения параметров эквивалентных контуров по показателям переходных процессов решена для синхронных машин в [Л. 3—5 и др.]. Однако этими методами определяются входные индуктивные сопротивления при $\omega = 0$. Кроме того, используя эти методы, не удастся определить активные и индуктивные сопротивления всех эквивалентных контуров электромагнитного тормоза и муфты скольжения. Нами предлагается алгоритм расчета параметров эквивалентных контуров ЭМТ и ЭМС по показателям переходного процесса.

Система уравнений Парка — Горева для электромагнитного тормоза или муфты скольжения имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} U_b &= (r_b + pL_b)i_b + pMi_d + pMi_D; \\ 0 &= (r_d + pL_d)i_d + pMi_a + pMi_b; \\ 0 &= (r_a + pL_a)i_a + pMi_b + pMi_D + \omega L_q i_q; \\ 0 &= (r_q + pL_q)i_q - \omega Mi_b - \omega Mi_D - \omega L_d i_d. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь обозначения общепринятые и пояснений не требуют.

Коэффициентами уравнений являются параметры эквивалентных контуров при определенной ско-

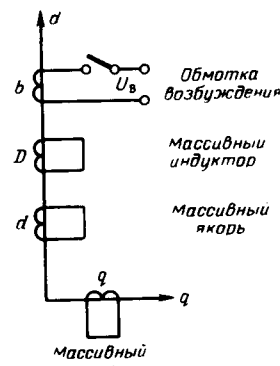


Рис. 1.

рости вращения ротора и определенном токе возбуждения, приведенные к обмотке возбуждения. Возмущающая сила U_b , приложенная к обмотке возбуждения, должна иметь незначительную величину, чтобы не нарушалось условие постоянства скорости и тока возбуждения. Это может быть достигнуто приложением небольшого приращения ΔU_b вблизи данного установившегося значения U_b , соответствующего заданному состоянию насыщения.

При этих условиях параметры эквивалентных контуров будут постоянными, соответствующими определенной скорости и току возбуждения. Следовательно, уравнения системы (1) будут линейными.

Благодаря сильно выраженному поверхностному эффекту активные сопротивления сосредоточенных контуров r_d и r_q при больших частотах велики. Потери в этих сопротивлениях обуславливают электромагнитную мощность и момент тормозов и муфт. Поэтому пренебречь этими сопротивлениями нельзя.

Аналитические связи между параметрами контуров и показателями частотной характеристики. Такие аналитические связи для частных случаев $\omega=0$ и $\omega=\omega_n$ с определенными допущениями были выведены и даны в [Л. 7]. Рассмотрим более общий и точный случай для любого значения скорости ω .

Расчет переходного процесса сводится к решению системы уравнений (1) и определению тока возбуждения:

$$i_b = \frac{D_b}{D},$$

где

$$D = r_b r_d r_q (a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4); \quad (2)$$

$$D_b = r_d r_q (b_0 p^3 + b_1 p^2 + b_2 p + b_3); \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= T_b T_d T_q (\sigma_{Dd} - \mu_{bD} \sigma_d - \mu_{bD} \sigma_D); \\ a_1 &= T_b T_d T_q \sigma_{bD} + T_b T_d T_q \sigma_{bD} + T_d T_d T_q \sigma_{Dd} + \\ &\quad + T_b T_d T_d (\sigma_{Dd} - \mu_{bD} \sigma_d - \mu_{bD} \sigma_D); \\ a_2 &= T_b T_d \sigma_{bD} + T_d T_d \sigma_{Dd} + T_b T_d \sigma_{bD} + T_b T_q + \\ &\quad + T_d T_q + T_d T_q + \omega^2 T_b T_d T_d T_q (\sigma_{Dd} - \\ &\quad - \mu_{bD} \sigma_d - \mu_{bD} \sigma_D); \\ a_3 &= T_b + T_d + T_d + T_q + \omega^2 (\sigma_{Dd} T_d T_d T_q + \\ &\quad + \sigma_{bD} T_b T_d T_q); \\ a_4 &= 1 + \omega^2 T_d T_q. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} b_0 &= \sigma_{Dd} T_d T_d T_q; \\ b_1 &= \sigma_{Dd} T_d T_d + T_d T_q + T_d T_q; \\ b_2 &= T_d + T_d + T_q + \omega^2 \sigma_{Dd} T_d T_d T_q; \\ b_3 &= 1 + \omega^2 T_d T_q. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Переходя к оригиналу, получим:

$$i_b(t) = \frac{U_b}{r_b} - i' e^{-\frac{t}{T'}} - i'' e^{-\frac{t}{T''}} - i''' e^{-\frac{t}{T'''}} - i^{IV} e^{-\frac{t}{T^{IV}}}, \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} i' &= \frac{T_b + \sigma_{bD} T_b T_d T_q \omega^2}{T_b + T_d + T_d + T_q + \omega^2 (\sigma_{bD} T_b T_d T_q + \sigma_{Dd} T_d T_d T_q)} \frac{U_b}{r_b}; \\ i'' &= \frac{T_d + T_d + T_q + \omega^2 \sigma_{Dd} T_d T_d T_q}{T_b + T_d + T_d + T_q + \omega^2 (\sigma_{bD} T_b T_d T_q + \sigma_{Dd} T_d T_d T_q)} \times \\ &\quad \times \frac{T'' - T''_0}{T'' - T'''} \frac{U_b}{r_b}; \\ i''' &= \frac{T_d + T_d + T_q + \omega^2 \sigma_{Dd} T_d T_d T_q}{T_b + T_d + T_d + T_q + \omega^2 (\sigma_{bD} T_b T_d T_q + \sigma_{Dd} T_d T_d T_q)} \times \\ &\quad \times \frac{T''_0 (T''' - T''')}{T'' (T''' - T''')} \frac{U_b}{r_b}; \\ i^{IV} &= \frac{T_d + T_d + T_q + \omega^2 \sigma_{Dd} T_d T_d T_q}{T_b + T_d + T_d + T_q + \omega^2 (\sigma_{bD} T_b T_d T_q + \sigma_{Dd} T_d T_d T_q)} \times \\ &\quad \times \frac{T''_0 (T''' - T^{IV})}{T'' (T''' - T^{IV})} \frac{U_b}{r_b}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из уравнения (6) видно, что ток возбуждения имеет четыре свободные составляющие, каждая из которых затухает со своей постоянной времени:

$$T' = -\frac{1}{p_1}; \quad T'' = -\frac{1}{p_2}; \quad T''' = -\frac{1}{p_3}; \quad T^{IV} = -\frac{1}{p_4}.$$

На основании свойств корней характеристического уравнения

$$a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4 = 0 \quad (8)$$

можно написать следующие уравнения связи:

$$\frac{a_0}{a_4} = T' T'' T''' T^{IV};$$

$$\frac{a_1}{a_4} = T' T'' T''' + T' T'' T^{IV} + T' T''' T^{IV} + T'' T''' T^{IV};$$

$$\frac{a_2}{a_4} = T' T'' + T' T''' + T' T^{IV} + T'' T''' + T'' T^{IV} + T''' T^{IV};$$

$$\frac{a_3}{a_4} = T' + T'' + T''' + T^{IV}.$$

Аналогично для уравнения (3) имеем:

$$\frac{b_0}{b_3} = T'_0 T''_0 T'''_0; \quad \frac{b_1}{b_3} = T'_0 T''_0 + T'_0 T'''_0 + T''_0 T'''_0;$$

$$\frac{b_2}{b_3} = T'_0 + T''_0 + T'''_0.$$

При неподвижном роторе задача несколько упрощается, так как пропадает генераторная э. д. с., связывающая продольный контур с поперечным. В этом случае характеристическое уравнение будет иметь вид:

$$A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0, \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= T_{b0} T_{D0} T_{d0} (\sigma_{Dd0} - \mu_{bD0} \sigma_{D0} - \mu_{bD0} \sigma_{d0}); \\ A_1 &= T_{b0} T_{d0} \sigma_{bD0} + T_{D0} T_{d0} \sigma_{Dd0} + T_{b0} T_{D0} \sigma_{bD0}; \\ A_2 &= T_{b0} + T_{D0} + T_{d0}; \quad A_3 = 1. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Индекс «0» указывает, что параметры контуров относятся к случаю $\omega=0$.

Постоянные времени затухания свободных составляющих тока через коэффициенты характеристического уравнения (9) выражаются следующим

образом:

$$\tau' \tau'' \tau''' = A_0, \quad (11)$$

$$\tau' \tau'' + \tau' \tau''' + \tau'' \tau''' = A_1, \quad (12)$$

$$\tau' + \tau'' + \tau''' = A_2.$$

Выражение для тока возбуждения в этом случае имеет вид:

$$i_{B_0}(t) = \frac{U_B}{r_{B_0}} - i'_0 e^{-\frac{t}{\tau'}} - i''_0 e^{-\frac{t}{\tau''}} - i'''_0 e^{-\frac{t}{\tau'''}} \quad (13)$$

при

$$D_{B_0} = r_{d_0} r_{D_0} (B_0 p^2 + B_1 p + B_2).$$

В уравнении (13)

$$\left. \begin{aligned} i'_0 &= \frac{U_B}{r_{B_0}} \frac{U_{B_0}}{T_{B_0} + T_{d_0} + T_{D_0}}; \\ i''_0 &= \frac{U_B}{r_{B_0}} \frac{T_{D_0} + T_{d_0}}{T_{B_0} + T_{d_0} + T_{D_0}} \frac{\tau'' - \tau'_0}{\tau'' - \tau'''}; \\ i'''_0 &= \frac{U_B}{r_{B_0}} \frac{T_{D_0} + T_{d_0}}{T_{B_0} + T_{d_0} + T_{D_0}} \frac{\tau''_0 - \tau'''}{\tau'' - \tau'''} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

τ'_0 и τ''_0 определяются из выражений:

$$\tau'_0 \tau''_0 = B_0, \quad \tau'_0 + \tau''_0 = B_1 \text{ при } B_2 = 1.$$

Алгоритм расчета параметров и характеристик ЭМТ и ЭМС. Анализ (4), (7), (10) и (14) показывает, что это уравнения связи между показателями переходного процесса и параметрами эквивалентных контуров. Эти системы уравнений являются нелинейными, причем нелинейность выражена в виде произведения многих неизвестных параметров и частного от их деления. Аналитического решения подобных уравнений нет, численное же решение сопряжено с большими трудностями.

Для облегчения решения задачи некоторые из перечисленных параметров определяются другими методами. Так, например, параметры обмотки возбуждения r_b и M_{ad_0} можно определить расчетным или экспериментальным путем. В приводимом примере M_{ad_0} определялось экспериментально [Л. 8], r_b непосредственно замерялось.

Расчет параметров эквивалентных контуров электромагнитного тормоза или муфты скольжения при неподвижном роторе производится по следующему алгоритму:

1. По (11) и (12) определяются коэффициенты A_0 и A_1 .

2. По показателям переходного процесса, так же как для синхронной машины [Л. 3], определяются параметры контура возбуждения:

$$\left. \begin{aligned} L_{B_0} &= r_{B_0} \frac{i'_0 \tau' + i''_0 \tau'' + i'''_0 \tau'''}{i_{уст}}; \\ L_{B_1} &= L_{B_0} - M_{ad_0}; \quad T_{B_0} = \frac{L_{B_0}}{r_{B_0}} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

3. После подстановки определенных выше параметров и соответствующих преобразований системы уравнений (10) и (14) примут вид:

$$\tau' - T_{B_0} = T_{D_0} + T_{d_0}; \quad (16)$$

$$\tau'_0 \tau''_0 = \left(1 - \frac{M_{ad_0}^2}{L_{D_0} L_{d_0}}\right) T_{d_0} T_{D_0}; \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \frac{A_0 r_{B_0}}{B_0} (L_{D_0} L_{d_0} - M_{ad_0}^2) &= L_{B_0} L_{D_0} L_{d_0} - 2M_{ad_0}^3 + \\ &+ M_{ad_0}^2 (L_{d_0} + L_{D_0} + L_{B_0}); \quad (18) \\ -T_{B_0} \frac{M_{ad_0}^2}{L_{B_0}} \left(\frac{T_{d_0}}{L_{d_0}} - \frac{T_{D_0}}{L_{D_0}}\right) &= A_1 - \tau'_0 \tau''_0 - T_{B_0} (T_{D_0} + T_{d_0}), \quad (19) \end{aligned}$$

где неизвестными являются параметры эквивалентных контуров массивного статора L_{d_0} и T_{d_0} и массивных полюсов ротора L_{D_0} и T_{D_0} .

Уравнения (16) и (18) решаются относительно неизвестных L_{d_0} и T_{d_0} и подставляются в (17) и (19). При этом получим систему двух квадратных уравнений с двумя неизвестными T_{D_0} и L_{D_0} :

$$\left. \begin{aligned} (d_1 T_{D_0} - d_0 T_{D_0}^2 + d_2) L_{D_0}^2 + (b_0 T_{D_0}^2 + \\ + b_1 T_{D_0} + b_2) L_{D_0} + (c_1 T_{D_0} - c_0 T_{D_0}^2) &= 0; \\ (d'_2 - T_{D_0} d'_1) L_{D_0}^2 + (b'_2 - b'_1 T_{D_0}) L_{D_0} + \\ + c'_1 T_{D_0} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Совместным решением этих двух уравнений получается одно уравнение относительно неизвестной L_{D_0} :

$$C_0 L_{D_0}^6 + C_1 L_{D_0}^5 + C_2 L_{D_0}^4 + C_3 L_{D_0}^3 + C_4 L_{D_0}^2 + C_5 L_{D_0} = 0. \quad (21)$$

Коэффициенты уравнения (21) известны и выражаются через определенные ранее параметры эквивалентных контуров электромагнитного тормоза и показатели переходного процесса. Решая уравнение (21), определяем L_{D_0} .

Предлагается также более простой инженерный метод решения системы уравнений (20). Поскольку неизвестными величинами этой системы уравнений являются параметры контура: T_{D_0} — постоянная времени и L_{D_0} — индуктивность эквивалентного контура исследуемого электромагнитного тормоза или муфты скольжения, то корни каждого уравнения системы (20) в отдельности соответственно равны.

Равенство корней дает возможность сделать вывод о пропорциональности коэффициентов уравнений системы (20). На основании этого свойства получены уравнения:

$$\begin{aligned} (c_0 d'_1 + d_0 c'_1) T_{D_0}^2 - (c_0 d'_2 + c_1 d'_1 + d_1 c'_1) T_{D_0} + \\ + (c_1 d'_2 + d_2 c'_1) &= 0; \\ (b_0 c'_1 - [b'_1 c_0] T_{D_0}^2 + (b_1 c'_1 + c_0 b'_1 + c_1 b'_1) T_{D_0} + \\ + (b_2 c'_1 - c_2 b'_1) &= 0, \end{aligned}$$

откуда определяется T_{D_0} .

4. Из (16), подставляя известное T_{D_0} , определяются T_{d_0} .

5. Из любого уравнения системы (20) определяется L_{D_0} .

Индуктивность рассеяния эквивалентного контура массивного полюса определяется аналогично индуктивности рассеяния контура возбуждения:

$$L_{D_{B_0}} = L_{D_0} - M_{ad_0}.$$

6. Подставляя величину L_{D_0} в уравнение (18), определяем L_{d_0} .

7. Активные сопротивления эквивалентных контуров r_{d_0} и r_{D_0} определяются по известным соотношениям через постоянные времени и индуктивности контуров.

Алгоритм расчета параметров эквивалентных контуров по уравнениям связи при вращающемся роторе отличается от приведенного выше. Он состоит из следующих этапов:

1. Определяются параметры обмотки возбуждения L_B и T_B по показателям переходного процесса затухания тока возбуждения при $\omega \neq 0$ по формуле, аналогичной (15), но учитывающей четыре свободные составляющие тока возбуждения.

В отличие от синхронных машин в машинах с массивным магнитопроводом поток взаимной индукции замыкается по массивным частям, у которых с изменением скорости вращения меняется глубина проникновения магнитного потока и тока, а следовательно, меняется магнитное сопротивление для потока. Поэтому коэффициент взаимной индукции M_{ad} и индуктивности контуров ЭМТ и ЭМС при различных ω отличаются от соответствующих величин при $\omega = 0$ и определяются для каждого значения скорости вращения ротора как

$$M_{ad} = L_B - L_{Bs}.$$

Индуктивность рассеяния обмотки возбуждения при различных скоростях вращения ротора не меняется, так как при существующей конструкции ротора ЭМТ с большим воздушным зазором поток рассеяния замыкается по воздуху с постоянным магнитным сопротивлением.

2. Индуктивность эквивалентного контура массива полюса определяется по формуле:

$$L_D = L_{D_0} + M_{ad}.$$

Активное сопротивление массивного полюса r_D не будет зависеть от ω и принимается равным сопротивлению при неподвижном роторе с коррекцией по температуре, при которой производится эксперимент.

3. После соответствующих преобразований и подстановок всех определенных ранее величин в (4) и (7) получается система уравнений связи между показателями переходного процесса и параметрами эквивалентных контуров при $\omega \neq 0$:

$$a_0 = T_B T_D T_d T_q (\sigma_{Dd} - \mu_{Ba} \sigma_D - \mu_{Bd} \sigma_a); \quad (22)$$

$$a_3 = T_B + T_D + T_d + T_q + \omega^2 (\sigma_{Ba} T_B T_d T_q + \sigma_{Dd} T_D T_d T_q); \quad (23)$$

$$a_4 = 1 + \omega^2 T_d T_q; \quad (24)$$

$$i' = \frac{U_a}{r_a} \frac{T_B + \omega^2 T_B T_d T_q \sigma_{Ba}}{T' a_4}. \quad (25)$$

4. Из уравнения (22) определяется L_d , а затем из (25) — коэффициент характеристического уравнения a_4 .

5. Совместным решением (23) и (24) определяются T_d и T_q .

6. Отношение $L_q/L_d = k$ считается известным по проектным или экспериментальным данным. По из-

вестным L_d и L_q , T_d и T_q определяются активные сопротивления r_d и r_q эквивалентных контуров массивного статора.

Таким образом, по приведенным алгоритмам можно рассчитать параметры ЭМТ и ЭМС для любых значений тока возбуждения и скорости вращения ротора, используя соответствующие показатели переходного процесса нарастания или затухания тока возбуждения.

По известным эквивалентным параметрам ЭМТ и ЭМС можно рассчитать их механические характеристики методом:

$$M = \frac{i_d^2 r_d + i_q^2 r_q}{\omega} p,$$

где i_d , i_q — токи в массивном якоре, которые определяются из системы уравнений (1) применительно к установившемуся режиму:

$$i_d = \frac{U_a}{r_a} \frac{\omega^2 T_d T_q M}{L_d (1 + \omega^2 T_d T_q)}; \quad i_q = \frac{U_a}{r_a} \frac{\omega M}{r_q (1 + \omega^2 T_d T_q)}.$$

Погрешности параметров могут быть определены по аналитическим выражениям, связывающим искомые параметры с исходной информацией [Л. 9]. При выведении этих выражений был использован метод, основанный на вычислении случайных погрешностей рассчитываемой величины через среднеквадратические погрешности измерений [Л. 10].

Приложение 1. Определение параметров и характеристик модельного образца ЭМТ. Исследуемый модельный образец ЭМТ имеет следующие данные: $M = 40$ кгм, $n = 1500$ об/мин, $U_{вв} = 24$ в, $i_{вв} = 12$ а, $p = 8$.

Статор ЭМТ массивный, изготовленный из стали марки «сталь-40», диаметром $D_a = 306$ мм. Ротор панцирного типа с чередующимися полюсами из стали «сталь-10». Полюсы трапециевидной формы. Длина полюса $l_p = 140$ мм, полюсное деление $\tau = 59$ мм.

Обмотка возбуждения катушечного типа располагается под полюсами, число витков обмотки $\omega = 285$. Воздушный зазор $\delta = 3$ мм.

Проводились опыты затухания тока возбуждения как при неподвижном роторе, так и при различных ступенях скорости вращения ($n = 180, 320, 510, 565, 890, 1410$ об/мин) при различных значениях тока возбуждения ($i_{вв} = 0,25; 0,5; 0,75; 1,0; 1,25; 1,5$ $i_{вв}$).

По предлагаемому алгоритму расчета параметров ЭМТ составлена программа расчета на ЦВМ «Урал-3» и рассчитаны параметры для всех указанных выше значений скорости вращения ротора и тока возбуждения.

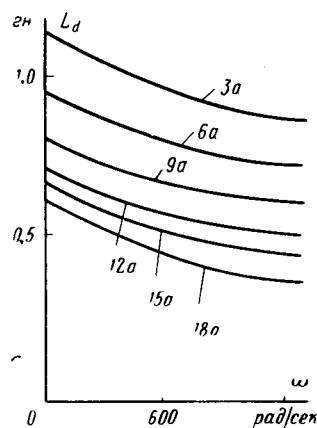


Рис. 2.

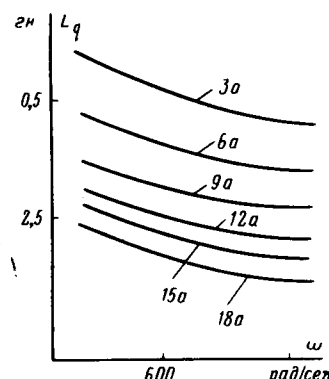


Рис. 3.

n , об/мин	ω , рад/сек	i_B , а	r_B , ом	L_B , гн	T_B , сек	L_D , гн	r_D , ом	T_D , сек	L_d , гн	r_d , ом	T_d , сек	L_q , гн	r_q , ом	T_q , сек	M_{ad} , гн	M_{aq} , гн	M , кгм
0	0	11,9	2,28	0,875	0,384	1,035	4,14	0,2502	0,69	0,54	0,1055	—	—	—	0,672	0,336	0
180	153	12,1	2,06	0,772	0,374	0,936	4,04	0,225	0,668	7,12	0,094	0,334	4 771	$0,7 \cdot 10^{-4}$	0,569	0,284	22,2
320	267	12,0	2,25	0,745	0,331	0,847	4,11	0,206	0,646	10,6	0,061	0,323	6 050	$0,535 \cdot 10^{-4}$	0,551	0,275	28,4
510	428	11,8	2,26	0,732	0,324	0,831	4,14	0,201	0,631	12,1	0,052	0,315	8 730	$0,361 \cdot 10^{-4}$	0,538	0,269	31,1
565	468	12,0	2,3	0,728	0,315	0,826	4,3	0,192	0,626	14,0	0,0448	0,3087	10 580	$0,291 \cdot 10^{-4}$	0,534	0,266	31,5
890	748	11,9	2,33	0,72	0,309	0,818	4,42	0,185	0,617	17,05	0,0362	0,3085	14 950	$0,206 \cdot 10^{-4}$	0,526	0,267	33,2
1 410	1 180	12,0	2,1	0,708	0,338	0,804	4,08	0,177	0,604	24,6	0,0246	0,302	21 700	$0,139 \cdot 10^{-4}$	0,514	0,257	32,6

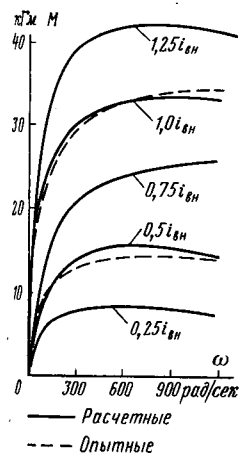


Рис. 4.

Проведенные расчеты позволили построить зависимости эквивалентных параметров массивного якоря от скорости вращения при различных токах возбуждения $L_d = f(\omega)$, $L_q = f(\omega)$ (рис. 2 и 3).

Используя рассчитанные значения параметров исследуемого ЭМТ, аналитическим методом были построены его механические характеристики при различных токах возбуждения. Как видно из рис. 4, механические характеристики, полученные расчетным путем, практически совпадают с экспериментальными, снятыми тензометрическим методом.

Применяя вышеизложенный метод определения погрешностей, были рассчитаны погрешности параметров модельного образца ЭМТ для всех указанных случаев тока возбуждения и скорости вращения. При допущении, что показатели переходного процесса, служащие исходной информацией, определены с погрешностью 5%, погрешности искоемых параметров, определенные аналитическим методом, составляют 3—5%.

В качестве примера в таблице приводятся результаты расчета параметров исследуемого ЭМТ при $i_b = i_{bн} = 12$ а и значениях скорости вращения ротора $n = 0, 180, 320, 510, 565, 890, 1 410$ об/мин.

Приложение 2. Принятые обозначения.

$i_{b,уст}$ — установившееся значение тока возбуждения;
 $i', i'', i''', i^{IV}, i', i'', i'''_0, i^{IV}_0$ — начальные значения свободных составляющих тока возбуждения;

$T', T'', T''', T^{IV}, \tau', \tau'', \tau''', T'_0, T''_0, T'''_0, \tau'_0, \tau''_0$ — постоянные времени затухания свободных составляющих тока возбуждения;

$\sigma_{bd}, \sigma_{dd}, \sigma_{bd}$ — коэффициенты рассеяния между контурами соответственно b и d , D и d , b и D ;

μ_{bd}, μ_{db} — коэффициенты связи между контурами b и d , b и D ;

p_1, p_2, p_3, p_4 — корни характеристического уравнения;

M — коэффициент взаимной индукции;

M — электромагнитный момент.

Литература

1. Куцевалов В. М., Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами, изд-во «Энергия», 1966.
2. Постников И. М., Проектирование электрических машин, Гостехиздат, УССР, 1952.
3. Казовский Е. Я., Переходные процессы в электрических машинах переменного тока, Изд. АН СССР, 1962.
4. Кашарский Э. Г., Специальные вопросы расчета и исследования синхронных машин с массивным ротором, изд-во «Наука», 1965.
5. Костенко М. П. и Казовский Е. Я., Современные методы рассмотрения переходных процессов в электрических машинах переменного тока, Изв. АН СССР, «Энергетика и автоматика», 1959, № 4.
6. Куцевалов В. М., Синхронные машины с массивными полюсами, Изд. АН Латв. ССР, 1965.
7. Гусейнов Ф. Г. и Варганов В. С., К расчету электромагнитных переходных процессов в муфтах скольжения с массивным сердечником, «За технический прогресс», 1964, № 7.
8. Гусейнов Ф. Г. и Аббасова Э. М., К вопросу определения характеристик и параметров машин с массивным магнитопроводом, «За технический прогресс», 1966, № 5.
9. Аббасова Э. М., Исследование параметров и характеристик ЭМТ и ЭМС с массивным магнитопроводом, 1966.
10. Маликов С. Ф. и Тюрин Н. И., Введение в метрологию, Изд. Комитета стандартов, 1966.

[11.7.1969]



УДК 62-83:621.3.078

Передаточные функции электропривода постоянного тока с упругой связью

Канд. техн. наук Б. Ш. БУРГИН

Новосибирск

Исследования электромеханических систем с упругими связями можно проводить методами физического или математического моделирования, аналитическим и графо-аналитическим. Из всех упомянутых методов лишь аналитический позволяет рассмотреть задачу в наиболее общем виде, не конкретизируя значения каждого из параметров системы, как это приходится делать при моделировании системы. Особенно эффективно применение

аналитического метода при рассмотрении линейных или линеаризованных систем, когда математическое описание структуры не вызывает трудностей, а из полученных формул могут быть выявлены общие закономерности, характерные для данной структуры связей. В ряде случаев аналитический метод эффективно может быть применен и для нелинейных систем с интегрируемой нелинейной аппроксимацией или при применении методов малого

параметра. Ниже рассмотрены лишь линейные и линеаризованные структуры. В этом случае свойства анализируемой системы определяются передаточными функциями, которые могут быть получены на основе уравнений, описывающих двухмассовую систему.

При неизменном потоке возбуждения и линейности характеристик, при нулевых начальных условиях система описывается уравнениями для изображений переменных [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} U(p) &= k_E \omega_1(p) + I_1(p) r (Tp + 1); \\ I_1(p) - I_{yn}(p) &= \frac{J_1 p}{k_M} \omega_1(p); \\ I_{yn}(p) - I_c(p) &= \frac{J_2 p}{k_M} \omega_2(p); \\ \omega_1(p) - \omega_2(p) &= \frac{p k_M}{C} I_{yn}(p). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Произведя линеаризацию системы в окрестности I_{10} , Φ_0 , ω_{10} , можно записать уравнения двухмассовой системы для более общего случая: при регулировании напряжением на якоре и в цепи возбуждения двигателя. Уравнения запишем в изображениях приращений переменных:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \omega_1(p) + \frac{r(Tp + 1)}{k_E} \Delta I_1(p) &= \frac{\Delta U(p)}{k_E} - \frac{\omega_{10}}{\Phi_0} \Delta \Phi(p); \\ \frac{J_1 p}{k_M} \Delta \omega_1(p) - \Delta I_1(p) + \Delta I_{yn}(p) &= 0; \\ \frac{J_2 p}{k_M} \Delta \omega_2(p) - \Delta I_{yn}(p) &= \frac{I_{10}}{\Phi_0} \Delta \Phi(p) - \frac{\Delta M_c(p)}{k_M}; \\ -\Delta \omega_1(p) + \Delta \omega_2(p) + \frac{p k_M}{C} \Delta I_{yn}(p) &= \\ &= -\frac{p k_M}{C} \frac{I_{10}}{\Phi_0} \Delta \Phi(p). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь $\Delta \omega_1$, $\Delta \omega_2$ — приращения скорости вала двигателя и приведенной скорости рабочего вала; ΔI_1 — приращение тока двигателя; $\Delta M_1 = k_M \Delta I_1$ — приращение момента двигателя; $\Delta M_{yn} = k_M I_{yn}$ — приращение момента в упругом звене; $\Delta M_c = k_M \Delta I_c$ — приращение приведенного момента нагрузки; ΔU — приращение напряжения на якоре двигателя; $\Delta \Phi$ — приращение потока возбуждения двигателя; J_1 , J_2 — моменты инерции на валу двигателя и приведенный на валу рабочего органа; C — жесткость упругой связи; $k_E = c_e \Phi_0$ — коэффициент э. д. с.; $k_M = c_M \Phi_0$ — коэффициент момента; r — сопротивление якорной цепи; T — электромагнитная постоянная якорной цепи.

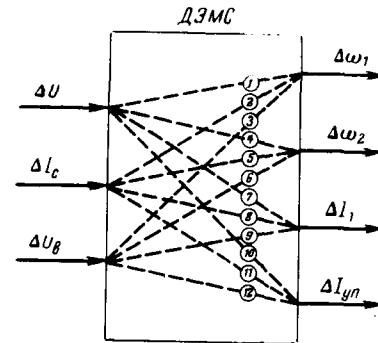
При составлении уравнений (2) принят исходный установившийся режим: $I_{10} = I_{yn0} = I_{c0}$.

Для приращения потока справедливо:

$$\Delta \Phi(p) = \frac{c_b}{R_b} \frac{\Delta U_b(p)}{1 + pT_b}, \quad (3)$$

где $c_b = \frac{\Delta \Phi}{\Delta I_b}$ — тангенс угла наклона касательной к кривой намагничивания; R_b — сопротивление цепи возбуждения двигателя; T_b — постоянная времени цепи возбуждения; ΔU_b — приращение напряжения возбуждения.

Двухмассовая электромеханическая система (ДЭМС) может быть представлена сложным дина-



мическим звеном с тремя воздействиями на входе: напряжением на якоре, напряжением возбуждения, моментом статической нагрузки (или пропорциональным ему током I_c) и с четырьмя переменными на выходе: скоростью двигателя, приведенной скоростью рабочего вала, моментом двигателя и моментом в упругом звене (или пропорциональными моментам значениями токов I_1 и I_{yn}). На рисунке показано это звено с приращениями переменных на входе и выходе.

Из сказанного следует, что все связи такой системы могут быть представлены двенадцатью передаточными функциями, связывающими изображения приращений переменных на входе и выходе системы. На основании передаточных функций могут быть получены частотные характеристики, однозначно определяющие динамические характеристики линейных звеньев.

Используя матричную форму записи и решения исходных уравнений (2) и (3), получим передаточные функции (см. приложение):

$$W_1(p) = \frac{\Delta \omega_1(p)}{\Delta U(p)} = W(p) \frac{1}{k_E} \left(\frac{p^2}{q v^2} + 1 \right); \quad (4)$$

$$W_2(p) = \frac{\Delta \omega_1(p)}{\Delta I_c(p)} = -W(p) \frac{r}{k_E} (Tp + 1); \quad (5)$$

$$\begin{aligned} W_3(p) &= \frac{\Delta \omega_1(p)}{\Delta U_b(p)} = \\ &= W(p) \frac{\frac{c_b}{R_b} \left(\frac{p^2}{q v^2} + 1 \right)}{T_b p + 1} \left[\frac{I_{10} r}{\Phi_0 k_E} (Tp + 1) - \frac{\omega_{10}}{\Phi_0} \right]; \end{aligned} \quad (6)$$

$$W_4(p) = \frac{\Delta \omega_2(p)}{\Delta U(p)} = W(p) \frac{1}{k_E}; \quad (7)$$

$$\begin{aligned} W_5(p) &= \frac{\Delta \omega_2(p)}{\Delta I_c(p)} = -W(p) \left[\frac{r}{k_E} (Tp + 1) \times \right. \\ &\times \left. \left[\frac{p^2}{(1-q)v^2} + 1 \right] + \frac{k_M}{C} p \right]; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} W_6(p) &= \frac{\Delta \omega_2(p)}{\Delta U_b(p)} = \\ &= W(p) \frac{\frac{c_b}{R_b}}{T_b p + 1} \left[\frac{I_{10} r}{\Phi_0 k_E} (Tp + 1) - \frac{\omega_{10}}{\Phi_0} \right]; \end{aligned} \quad (9)$$

$$W_7(p) = \frac{\Delta I_1(p)}{\Delta U(p)} = W(p) \frac{1}{r} \left(\frac{p^2}{v^2} + 1 \right) B p; \quad (10)$$

$$W_8(p) = \frac{\Delta I_1(p)}{\Delta I_c(p)} = W(p); \quad (11)$$

$$W_9(p) = \frac{\Delta I_1(p)}{\Delta U_n(p)} = -W(p) \frac{\frac{c_B}{R_n}}{T_n p + 1} \times \\ \times \left[\frac{\omega_{10} k_E}{\Phi_0 r} \left(\frac{p^2}{v^2} + 1 \right) B p + \frac{I_{10}}{\Phi_0} \left(\frac{p^2}{q v^2} + 1 \right) \right]; \quad (12)$$

$$W_{10}(p) = \frac{\Delta I_{yn}(p)}{\Delta U(p)} = W(p) \frac{1}{r} (1 - q) B p; \quad (13)$$

$$W_{11}(p) = \frac{\Delta I_{yn}(p)}{\Delta I_c(p)} = W(p) (B T q p^2 + B q p + 1); \quad (14)$$

$$W_{12}(p) = \frac{\Delta I_{yn}(p)}{\Delta U_n(p)} = -W(p) \frac{\frac{c_B}{R_n}}{T_n p + 1} \times \\ \times \left[\frac{I_{10}}{\Phi_0} \left(\frac{p^2}{q v^2} + 1 \right) (B T q p^2 + B q p + 1) + \right. \\ \left. + \frac{\omega_{10} k_E}{\Phi_0 r} (1 - q) B p \right]. \quad (15)$$

Во все передаточные функции входит:

$$W(p) = \frac{1}{\frac{B T}{v^2} p^4 + \frac{B}{v^2} p^3 + \left(B T + \frac{1}{q v^2} \right) p^2 + B p + 1}, \quad (16)$$

где $B = \frac{(J_1 + J_2) r}{k_E k_M}$ — электромеханическая постоянная времени; $v = \sqrt{C \frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2}}$ — собственная частота упругих колебаний; $q = \frac{J_1}{J_1 + J_2}$ — коэффициент распределения масс.

Частотные свойства звена с передаточной функцией $W(p)$ подробно исследованы в [Л. 2], причем получены выводы: о независимости амплитудной частотной характеристики такого звена от электромеханической и электромагнитной постоянных времени при резонансной частоте $\omega = v$, об условиях возможности пренебрежения упругостью системы, электромагнитной постоянной времени (при различных частотах возмущающего воздействия).

Все эти выводы сделаны для звена с передаточной функцией (11). Очевидно, они вполне справедливы и для передаточной функции (7), отличающейся от (11) лишь постоянным коэффициентом.

В [Л. 3 и 4] дан анализ амплитудной частотной характеристики системы стабилизации скорости с учетом упругой связи. Установлено, что и для замкнутой по скорости двигателя системы амплитудная частотная характеристика, связывающая момент двигателя с моментом нагрузки, в резонансном режиме (при $\omega = v$) не зависит от электромеханической и электромагнитной постоянных времени, а определяется лишь коэффициентом распределения масс, как и для разомкнутой системы:

$$A(v) = \frac{q}{1 - q}. \quad (17)$$

Установлено также, что при определенных условиях значения $A(\omega)$ для замкнутой системы в некотором диапазоне частот могут превосходить значения, определенные для разомкнутой системы при

$T = 0$ и $B = 0$. Для систем с безынерционным регулятором скорости оказывается возможным использование всех оценок, сделанных для амплитудной частотной характеристики разомкнутой системы, в которой электромеханическая постоянная времени

$$B' = \frac{B}{1 + K_p}, \quad (18)$$

где K_p — коэффициент усиления разомкнутой САР по основному контуру регулирования скорости.

Полученные в [Л. 3 и 4] выводы могут быть распространены и на анализ частотных характеристик системы стабилизации скорости, если рассматривать зависимость скорости рабочего вала от напряжения на якоре двигателя в замкнутой системе.

Частотные свойства звена с передаточной функцией (13) исследованы в [Л. 5], где установлено, что при механическом резонансе ($\omega = v$) амплитудная частотная характеристика не зависит от T :

$$A_{13}(v) = \frac{q v B}{r}, \quad (19)$$

а также определено влияние электромагнитной постоянной времени T для различных диапазонов частот.

Зная спектр частот помех на входе САР и соответственно спектр частот напряжения на якоре, можно оценить влияние их на колебания усилия в упругом звене и передачах, а также установить необходимость фильтрации помех сигнала управления в определенной полосе частот.

Весьма интересны частотные свойства звеньев с передаточными функциями (4), (6) и (10). При колебании напряжения на якоре или напряжения возбуждения с частотой

$$\omega = \sqrt{q} v = v_2$$

амплитудные частотные характеристики звеньев с передаточными функциями (4) и (6) превращаются в нуль, т. е. колебания напряжения на якоре или напряжения возбуждения с частотой v_2 не вызывают изменения скорости двигателя: на этой частоте электромеханическая система является идеальным фильтром, если за выходной параметр принять скорость двигателя и $M_c = \text{const}$.

При колебании напряжения на якоре с резонансной частотой $\omega = v$ амплитудная частотная характеристика звена с передаточной функцией (10) превращается в нуль, т. е. в электромеханической системе при этой частоте колебаний напряжения не будет наблюдаться колебания тока двигателя, если $M_c = \text{const}$ и $U_b = \text{const}$.

Эти результаты были подтверждены электромоделированием двухмассовых систем с конкретными параметрами.

Полученные передаточные функции (4) — (16) позволяют учесть влияние параметров при различных обратных связях: по скорости двигателя, по току двигателя, по скорости рабочего органа.

Приложение. Уравнения (3) могут быть записаны в матричной форме:

$$[A] [X] = [Q], \quad (20)$$

где

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{r(Tp+1)}{k_E} & 0 \\ \frac{J_1 p}{k_M} & 0 & -1 & 1 \\ 0 & \frac{J_2 p}{k_M} & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 & \frac{pk_M}{C} \end{bmatrix} \quad \text{— матрица системы;}$$

$$[X] = \begin{bmatrix} \Delta\omega_1(p) \\ \Delta\omega_2(p) \\ \Delta I_1(p) \\ \Delta I_{\text{уп}}(p) \end{bmatrix} \quad \text{— искомый вектор;}$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} \frac{\Delta U(p)}{k_E} - \frac{\omega_{10}}{\Phi_0} \Delta\Phi(p) \\ 0 \\ \frac{I_{10}}{\Phi_0} \Delta\Phi(p) - \frac{\Delta M_c(p)}{k_M} \\ -\frac{pk_M}{C} \frac{I_{10}}{\Phi_0} \Delta\Phi(p) \end{bmatrix} \quad \text{— задающий вектор.}$$

Искомый вектор может быть определен из уравнения:

$$[X] = [A]^{-1} [Q], \quad (21)$$

где обратная матрица определяется по формуле:

$$[A]^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{21} & \Delta_{31} & \Delta_{41} \\ \Delta_{12} & \Delta_{22} & \Delta_{32} & \Delta_{42} \\ \Delta_{13} & \Delta_{23} & \Delta_{33} & \Delta_{43} \\ \Delta_{14} & \Delta_{24} & \Delta_{34} & \Delta_{44} \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Здесь

$$\Delta = \det [A] \frac{BT}{\sqrt{s}} p^4 + \frac{B}{\sqrt{s}} p^3 + \left(BT + \frac{1}{qv^2} \right) p^2 + Bp + 1. \quad (23)$$

◇ ◇ ◇

Так как каждая компонента искомого вектора определяется по формуле:

$$x_k = \frac{1}{\Delta} \sum_{s=1}^n \Delta_{sk} q_s, \quad (24)$$

где Δ_{sk} — алгебраические дополнения; q_s — компоненты задающего вектора, то передаточные функции могут быть определены следующим способом.

Положив поочередно в задающем векторе равными нулю два из трех изображений приращений переменных $\Delta U(p)$, $\Delta\Phi(p)$, $\Delta M_c(p)$, получим значения задающего вектора $[Q]$ при независимом изменении приращений напряжения, потока и момента нагрузки. Разделив левую часть уравнений (24) соответственно на $\Delta U(p)$, $\Delta\Phi(p)$ и $\Delta M_c(p)$ и учитывая (3), найдем передаточные функции (4) — (16).

Из этих передаточных функций можно получить и известные передаточные функции одномассовой системы, если положить: $C \rightarrow \infty$, $v \rightarrow \infty$, $q=1$, $\omega_2 = \omega_1$.

Литература

1. Квартальнов Б. В., Динамика электроприводов с упругими связями, «Библиотека по автоматике», вып. 139, 1965.
2. Бургин Б. Ш., Анализ амплитудной частотной характеристики электропривода с упругой связью при вариации параметров электромеханической системы, «Электричество», 1968, № 10.
3. Бургин Б. Ш., Анализ амплитудной частотной характеристики системы стабилизации скорости с учетом упругой связи, «Автоматизация производственных процессов», Труды НЭТИ, вып. 6, 1969.
4. Бургин Б. Ш., Амплитудная частотная характеристика двухмассовой электромеханической системы с безынерционным и инерционным регулятором скорости, «Автоматизация производственных процессов», Труды НЭТИ, вып. 6, 1969.
5. Бургин Б. Ш. и Фоттлер Ф. К., Анализ амплитудной частотной характеристики двухмассовой электромеханической системы по управляющему воздействию, Доклады VI Научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства, ТПИ, Томск, 1969.

[22.12.1969]

УДК 621.314.54:62-83

Определение оптимальных параметров электрооборудования асинхронно-вентильного привода механизмов с вентиляторным моментом сопротивления

Инженеры В. В. КАНЕВСКИЙ, Д. И. РОДЬКИН и канд. техн. наук В. М. ЧЕРМАЛЫХ

Криворожский горнорудный институт

Введение. Регулирование производительности вентиляторов, воздуходувок, компрессоров, центробежных насосов путем изменения скорости вращения двигателя позволяет существенно повысить технико-экономические показатели установки. В этой связи особого внимания заслуживают вопросы, связанные с созданием и совершенствованием асинхронно-вентильного привода механизмов с вентиляторной нагрузкой [1, 1 и 2].

При проектировании подобных систем привода первостепенное значение имеет стоимость основных элементов каскада (согласующего трансформатора, сглаживающего дросселя и устройств компенсации

реактивной энергии, потребляемой каскадом), установленная мощность которых при заданных параметрах двигателя зависит от диапазона регулирования скорости и способа сеточного управления вентилями инвертора.

В настоящей работе приводится методика определения мощности основных элементов асинхронно-вентильного каскада (АВК) при сопоставлении совместного и раздельного управления группами вентилей мостового инвертора.

Определение мощности согласующего трансформатора. При совместном управлении группами вентилей преобразователя углы управления α_{n1} и α_{n2}

(рис. 1, а) равны и изменяются в пределах $\pi - \beta \geq \alpha_n \geq \frac{\pi}{2}$ (рис. 1, б). Действующее значение первичного тока инвертора пропорционально выпрямленному току I_d .

В случае раздельного управления регулирование угла α_n производится только в одной группе вентилей в пределах $\pi - \beta \geq \alpha_n \geq \beta$, в вентилей другой группы установлен постоянный и минимальный угол опережения зажигания $\beta = 15-20^\circ$ (рис. 1, в). При $\alpha_n = \beta$ э. д. с. инвертора равна нулю. Вектор сетевого тока инвертора I_n является хордой окружности, описываемой током регулируемой анодной группы I_{n1} , и имеет минимальное значение при максимальной скорости двигателя.

Для производственных механизмов с вентиляторной нагрузкой зависимость момента сопротивления M_c от скольжения двигателя s можно представить выражением

$$M_c = M_{c \max} \left(\frac{\omega}{\omega_{\max}} \right)^2 = M_{c \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2}, \quad (1)$$

где $M_{c \max}$, $\omega_{\max}$ — значения статического момента и скорости вращения при работе двигателя в каскадной схеме на характеристике, соответствующей $E_n = 0$;

$$s_{\min} = \frac{\omega_0 - \omega_{\max}}{\omega_0}.$$

Аналитическое выражение механических характеристик двигателя в системе АВК [Л. 3]

$$M = \frac{6E_p^2}{\pi\omega_0 x_p} \left\{ \frac{s-s_0}{s(1+q)+p} - \left[\frac{s-s_0}{s(1+q)+p} \right]^2 \right\}, \quad (2)$$

где E_p — линейная э. д. с. ротора при $s=1$; ω_0 — угловая скорость вращения поля статора; x_p — приведенное к ротору индуктивное сопротивление фазы двигателя; p — относительное эквивалентное сопротивление каскада; q — относительное активное сопротивление фазы статора; s_0 — скольжение искусственного холостого хода.

Принимая во внимание, что

$$\frac{3E_p^2}{2\pi\omega_0 x_p} = M_K,$$

где M_K — критический момент двигателя в схеме АВК, совместное решение уравнений (1) и (2) дает:

$$s_0 = \frac{1}{2} \left\{ [s(1-q)-p] + [s(1+q)+p] \times \sqrt{1 - \mu \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2}} \right\}, \quad (3)$$

где

$$\mu = \frac{M_{c \max}}{M_K}.$$

Равенство (3) позволяет определить закон изменения э. д. с. инвертора при регулировании скорости двигателя с вентиляторной нагрузкой, а также найти зависимость $s_{\min}$ от параметров каскада подстановкой $s = s_{\min}$, $s_0 = s_{\min}$:

$$s_{\min} = \frac{2s_0 \min + p(1 - \sqrt{1 - \mu})}{(1-q) + (1+q)\sqrt{1 - \mu}}, \quad (4)$$

где $s_{0 \min}$ — скольжение искусственного холостого хода при $E_n = 0$.

С другой стороны, при раздельном управлении, пренебрегая падением напряжения на вентилей, скольжение холостого хода определяется из выражения

$$s_0 = 0,5\epsilon (\cos \beta - \cos \alpha_n), \quad (5)$$

где $\epsilon = \frac{k_2 U_2}{k_1 E_p}$; k_1 , k_2 — соответственно коэффициенты, зависящие от схем соединения вентилей роторного преобразователя и инвертора; U_2 — фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора инвертора.

Из (3) и (5) находим:

$$\alpha_n = \arccos \left[\cos \beta - \frac{s(1-q)-p}{\epsilon} - \frac{s(1+q)+p}{\epsilon} \sqrt{1 - \mu \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2}} \right]. \quad (6)$$

Для нагрузок, изменяющихся от нуля до номинального значения, момент двигателя и выпрямленный ток I_d связаны равенством

$$M = k_M I_d, \quad (7)$$

где k_M — коэффициент момента двигателя, который в общем случае определяется из выражения

$$k_M = \frac{k_1 E_p}{\omega_0} \cos \left(\alpha_p + \frac{\gamma_p}{2} \right) \cos \frac{\gamma_p}{2}.$$

Учитывая, что угол коммутации вентилей роторной группы γ_p при токе I_d , близком к номинальному

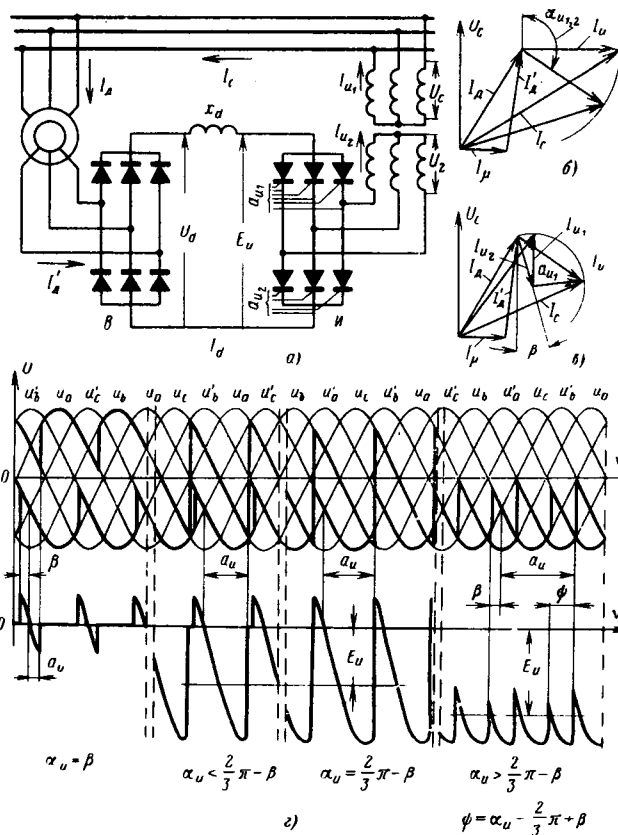


Рис. 1. Принципиальная схема (а), векторные диаграммы при совместном (б) и раздельном (в) управлении вентилей инвертора и линейные диаграммы напряжений (г) асинхронно-вентильного каскада.

значению, равен $30-40^\circ$ и для нерегулируемого роторного преобразователя $\alpha_p=0$, получим усредненное значение коэффициента момента:

$$k'_m = \frac{k_1 E_p}{\omega_0} 0,9 = 1,21 \frac{E_p}{\omega_0}. \quad (8)$$

На основании равенства (7) уравнение (1) запишем в виде:

$$I_d = I_{d \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2}. \quad (9)$$

Тогда в случае соединения обмоток трансформатора по схеме «звезда — звезда» действующее значение вторичного тока [Л. 4]

$$I_{d2} = I_d \sqrt{\frac{\beta + \alpha_n}{\pi}} = I_{d \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \sqrt{\frac{\beta + \alpha_n}{\pi}}. \quad (10)$$

Для других схем соединения обмоток трансформатора выражения действующих значений токов могут быть получены из соответствующих линейных диаграмм.

Подставив в выражение (10) значение α_n из (6), получим:

$$I_{d2} = I_{d \max} F(\beta, s), \quad (11)$$

где

$$F(\beta, s) = \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \times \sqrt{\frac{\beta + \arccos \left[\cos \beta - \frac{s(1-q) - \rho}{\epsilon} \right]}{\pi}} \times \sqrt{\frac{-\frac{s(1+q) + \rho}{\epsilon} \sqrt{1 - \mu \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2}}}{\pi}}. \quad (12)$$

Уравнения (10) — (12) имеют смысл для углов $\alpha_n \leq \frac{2}{3} \pi - \beta$.

Наибольшему действующему значению тока обмоток I_d , определяющему расчетную мощность трансформатора, соответствует максимум функции $F(\beta, s)$, который в каждом конкретном случае легко находится графически. На рис. 2 приведена кривая $F(s)$, построенная при $\beta=15^\circ$ и следующих значениях параметров двигателя АК-103/6 в схеме АВК:

$$P_n = 125 \text{ кВт}; \omega_n = 102 \text{ рад/сек}; U_c = 380/220 \text{ в}; \\ I_{1n} = 234/405 \text{ а}; E_{2n} = 348 \text{ в}; I_{2n} = 225 \text{ а}.$$

Диапазон регулирования скорости 2:1, преобразователи — полупроводниковые.

Расчетные величины: $\epsilon=0,5$; $k_m=4$; $\rho=0,215$; $q=0,18$; $I_{d \max}=275 \text{ а}$; $U_2=100 \text{ в}$; $F_{\max}(\beta, s)=0,51$; $s_{\min}=0,04$.

Кривая $F(s)$ показывает характер изменения действующего значения тока фазы трансформатора асинхронно-вентильного привода с вентиляционной нагрузкой при раздельном управлении вентилями инвертора, а также позволяет определить мощность согласующего трансформатора

$$S'_{\text{тр}} = 3 U_2 I_{d \max} F_{\max}(\beta, s) = 42 \text{ кВА},$$

что значительно ниже мощности трансформатора, полученной при совместном управлении $S_{\text{мр}} = 67,5 \text{ кВА}$.

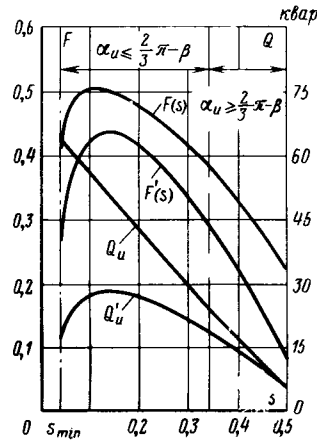


Рис. 2. Расчетные зависимости функции F от скользящего двигателя и графики потребления реактивной энергии инвертором при совместном (Q_n) и раздельном (Q_n') управлении вентилями группами.

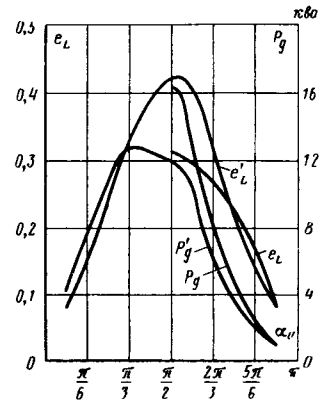


Рис. 3. Расчетные графики действующего значения переменного напряжения и мощности дросселя при совместном (e_L, P_d), раздельном (e'_L, P'_d) управлении вентилями инвертора.

Расчет параметров сглаживающего дросселя.

Расчетная мощность дросселя в схеме асинхронно-вентильного привода с вентиляционным моментом сопротивления определяется максимальным значением произведения выпрямленного тока I_d и переменной составляющей э. д. с. инвертора E_L .

Действующее значение переменного напряжения дросселя в схеме АВК определяется из выражения

$$E_L = \sqrt{E_{\text{д.и}}^2 - E_n^2}, \quad (13)$$

где $E_{\text{д.и}}$, E_n — действующее и среднее значения э. д. с. инвертора.

Из линейных диаграмм (рис. 1,з) находим: при совместном управлении группами вентилей инвертора

$$E_L = \sqrt{6} U_2 \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}-\beta}^{\frac{2}{3}\pi-\beta} \sin^2 \vartheta d\vartheta - \frac{k_2^2}{6} \cos^2 \alpha_n} = \\ = \sqrt{6} U_2 \sqrt{\frac{3}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha_n \right) - \frac{2,34^2}{6} \cos^2 \alpha_n}; \quad (14)$$

при раздельном управлении

$$E_L = \sqrt{6} U_2 \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{-\beta}^{\alpha_n} \sin^2 \vartheta d\vartheta - \frac{1,17^2}{6} (\cos \beta - \cos \alpha_n)^2} = \\ = \sqrt{6} U_2 \sqrt{\frac{3}{4\pi} (\alpha_n + \beta) - \frac{3}{8\pi} (\sin 2\alpha_n + \sin 2\beta) - \frac{1,17^2}{6} (\cos \beta - \cos \alpha_n)^2} \quad (15)$$

для $\alpha_n \leq \frac{2}{3} \pi - \beta$;

$$E_L = \sqrt{6} U_2 \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{3}-\beta}^{\frac{\pi}{3}-\beta+\phi} \sin^2 \theta d\theta + \int_{-\beta+\phi}^{\frac{2}{3}\pi-\beta} \sin^2 \theta d\theta \right) - \frac{1,17^2}{6} (\cos \beta - \cos \alpha_n)^2} =$$

$$= \sqrt{6} U_2 \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} (\cos 2\alpha_n + \cos 2\beta) \right] - \frac{1,17^2}{6} (\cos \beta - \cos \alpha_n)^2} \quad (16)$$

для $\pi - \beta \geq \alpha_n \geq \frac{2}{3}\pi - \beta$.

На рис. 3 приведены зависимости $e_L = \frac{E_L}{k_2 U_2}$ от угла управления α_n при совместном и раздельном управлении вентилями инвертора для данных приведенного выше примера. При совместном управлении максимальные значения переменной составляющей напряжения E_L и выпрямленного тока I_d будут соответствовать $\alpha_n = 90^\circ$, т. е. максимальной скорости. При раздельном управлении максимальной скорости будут соответствовать максимальное значение выпрямленного тока и минимальное значение переменной составляющей напряжения E_L . С увеличением угла управления увеличивается E_L , скорость двигателя падает, а ток I_d благодаря вентиляторному характеру нагрузки уменьшается. Таким образом, при некотором значении угла управления произведение $E_L I_d$ будет иметь максимальное значение, которое и определяет расчетную мощность дросселя при раздельном управлении.

Расчетная (типовая) мощность дросселя [Л. 5]

$$P_d = 0,235 L_d \frac{I_d^2}{\sqrt{2}}. \quad (17)$$

Индуктивность дросселя L_d легко определяется, если учитывать только наименьшую гармоническую составляющую выпрямленного тока I_d . В этом случае

$$L_d = \frac{E_L}{\omega_d \pi I_d}, \quad (18)$$

где ω_d — круговая частота наименьшей гармонической выпрямленного тока; для раздельного управ-

ления равна трехкратной от сетевой, для совместного — шестикратной; τ — коэффициент пульсаций выпрямленного тока; $\tau \approx 0,1$.

На рис. 3 показаны кривые расчетной мощности дросселя в зависимости от угла управления при совместном и раздельном управлении вентилями инвертора.

Из графиков находим расчетные (максимальные) значения мощности: $P_d = 16,3$ кВа; $P'_d = 12,9$ кВа.

Определение мощности компенсирующих устройств. Особенностью асинхронно-вентильного каскада является потребление реактивной мощности не только двигателем, но и инвертором. Реактивная мощность, потребляемая двигателем, не зависит от способа сеточного управления вентилями инвертора и определение ее не представляет затруднений [Л. 6]. Реактивная мощность инвертора зависит как от диапазона регулирования скорости, так и от способа управления группами вентилей инвертора.

Для компенсации реактивной энергии, потребляемой каскадом, в большинстве случаев используются батареи статических конденсаторов. Ниже предлагается расчет мощности статических конденсаторов для компенсации максимальной реактивной энергии, потребляемой инвертором.

Полная мощность инвертора определяется из выражения:

$$S_n = \sqrt{P_n^2 + Q_n^2 + P_{н.с}^2}, \quad (19)$$

где P_n , Q_n — соответственно активная и реактивная мощности, потребляемые инвертором; $P_{н.с}$ — мощность искажения инвертора.

Составляющие полной мощности легко находят применением интегральных методов [Л. 7]. Окончательные выражения этих составляющих для совместного и раздельного способов управления вентилями инвертора приведены в таблице.

При синусоидальном питающем напряжении и бесконечно большой мощности сети мощность статических конденсаторов находится исходя из компенсации только реактивной составляющей S_n .

При совместном управлении мощность статических конденсаторов определяется максимальным значением выражения

$$Q_n = k_2 U_2 I_{d \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \sin \alpha_n. \quad (20)$$

Параметр	Совместное управление	Раздельное управление
P_n	$k_2 U_2 I_{d \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \cos \alpha_n$	$k_2 U_2 I_{d \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \frac{1}{2} (\cos \beta - \cos \alpha_n)$
Q_n	$k_2 U_2 I_{d \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \sin \alpha_n$	$k_2 U_2 I_{d \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \frac{1}{2} (\sin \beta + \sin \alpha_n)$
$P_{н.с}$	$U_2 I_{d \max} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \sqrt{6 - k_2^2}$	$U_2 I_{d \max} \sqrt{[3F(\beta, s)]^2 - \frac{k_2^2}{2} \frac{(1-s)^4}{(1-s_{\min})^4} [1 - \cos(\beta + \alpha_n)]}$

При раздельном управлении потребляемая инвертором реактивная мощность

$$Q_{\text{и}} = k_2 U_2 I_{d \max} F'(\beta, s), \quad (21)$$

где

$$F'(\beta, s) = \frac{1}{2} \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2} \left\{ \sin \beta + \sin \arccos \left[\cos \beta - \frac{s(1-q)-p}{\varepsilon} - \frac{s(1+q)+p}{\varepsilon} \sqrt{1 - \mu \frac{(1-s)^2}{(1-s_{\min})^2}} \right] \right\}. \quad (22)$$

Очевидно, что максимальному значению реактивной мощности $Q'_{\text{и}}$, определяющему мощность статических конденсаторов, соответствует максимум функции $F'(\beta, s)$.

Для рассмотренного выше примера ($\beta = 15^\circ$; $I_{d \max} = 275 \text{ а}$; $U_2 = 100 \text{ в}$; $s_{\min} = 0,04$) на рис. 2 приведены расчетные кривые $F'(s)$ и реактивной мощности, потребляемой инвертором при совместном и раздельном управлении группами вентилялей.

Кривая $F'(s)$ показывает характер изменения реактивной составляющей полной мощности инвертора асинхронно-вентильного привода с вентиляторной нагрузкой при раздельном управлении.

Из графиков находим мощность статических конденсаторов:

$$Q_{\text{к}} = 64,5 \text{ квар}; \quad Q'_{\text{к}} = 28,2 \text{ квар}.$$

При определении мощности конденсаторных батарей для компенсации реактивной энергии, потребляемой каскадом, необходимо найти максимум выражения

$$Q = Q_{\text{дв}} + Q_{\text{и}}, \quad (23)$$

◇ ◇ ◇

где $Q_{\text{дв}}$ — реактивная мощность, потребляемая двигателем.

Мощность статических конденсаторов с учетом компенсации реактивной мощности двигателя и инвертора соответственно равна:

$$Q_{\text{к}} = 145 \text{ квар}; \quad Q'_{\text{к}} = 109 \text{ квар}.$$

Вывод. Применение раздельного управления группами вентилялей инвертора асинхронно-вентильного привода механизмов с вентиляторным моментом сопротивления позволяет получить наименьшие значения мощности согласующего трансформатора, сглаживающего дросселя и компенсирующих устройств, что приводит к уменьшению капитальных затрат на оборудование и повышению технико-экономических показателей привода.

Литература

1. Чиликин М. Г. и др., Проблемы автоматизированного электропривода, «Электричество», 1969, № 3.
2. Elger Harald, Weiss Michael Untersynchrone stromrichter-kaskade als drehzahlbarer Antrieb für Kesselspeisepumpen. «Siemens-Z», 1968, № 4.
3. Онищенко Г. Б., Асинхронный вентильный каскад, изд-во «Энергия», 1967.
4. Родькин Д. И. и др., Определение расчетной мощности согласующего трансформатора в системе асинхронно-вентильного привода при сложных законах управления инвертором, сб. «Горная электромеханика и автоматика», вып. II, Изд. ХГУ, Харьков, 1969.
5. Гуткин Б. М., Ионный привод постоянного тока, изд-во «Энергия», 1965.
6. Сандлер А. С., Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей, изд-во «Энергия», 1966.
7. Маевский О. А., Интегральные методы определения энергетических соотношений в вентильных преобразователях, Изв. вузов, «Энергетика», 1965, № 8.

[21.4.1970]

УДК 621.36:621.314.572

Новые схемы однофазных инверторов большой мощности для электротермии

Доктор техн. наук А. Е. СЛУХОЦКИЙ, канд. техн. наук А. С. ВАСИЛЬЕВ
и инж. С. Г. ГУРЕВИЧ

Ленинград

Наиболее распространенным диапазоном частот для индукционного нагрева является область 500—8000 гц, причем к частотам 500—1500 гц предъявляются требования больших мощностей источников тока (более 1000 квт) и большой надежности работы их в сложных условиях электротермических цехов при резких изменениях параметров нагрузки как во время технологического цикла, так и из-за систематического подключения потребителя к шинам источника.

При разработке схем наиболее экономичных источников тока — статических преобразователей частоты (СПЧ) — необходимо учитывать, что машинные генераторы повышенной частоты, несмотря на невысокие энергетические характеристики, прошли многолетние испытания в промышленности и

обладают известной неприхотливостью в работе. Применение же известных схем СПЧ приводит либо к ограничению допустимого диапазона изменений параметров, либо к неоправданному усложнению схем автоматического регулирования. Причина этого заключается в том, что как у инверторов тока, так и у инверторов напряжения входная характеристика $R_{\text{вх}} = \varphi(R_{\text{наг}})$ стремится к нулю при изменении нагрузки в ту или иную сторону [Л. 1 и 2].

В ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина) и ВНИИТВЧ им. В. П. Вологодина были проведены работы по исследованию схем, объединяющих в себе достоинства инверторов тока и инверторов напряжения и имеющих U-образные входные характеристики, что позволяет получить преобразо-

ватель, способный работать на нагрузку, изменяющуюся в достаточно широких пределах.

Рассмотрим схемы такого класса, представленные на рис. 1, а и б. Преобразователь частоты питается постоянным током и включает в себя входной реактор L_d , мост из вентилей B_1 — B_4 , D_1 — D_4 , коммутирующий контур $L_K C_K$, разделительную емкость C_p , через которую включается нагрузка.

При открывании вентилей B_1 и B_4 через коммутирующий контур проходит полуволна тока прямого направления; полуволна обратного тока проходит через диоды D_1 и D_4 и замыкается через нагрузку.

Через полпериода процесс повторяется при открывании вентилей B_2 и B_3 в противоположном плече моста. Таким образом, частота тока в нагрузке вдвое выше частоты работы вентилей.

В зависимости от параметров схемы возможны несколько режимов работы вентилей. При относительно небольших значениях R_n поочередно работают прямой и обратный вентиль (режим N), а ток в коммутирующем контуре может быть либо непрерывным, либо прерывистым. При увеличении сопротивления нагрузки больше некоторого значения $R=R_K$ появляется возможность одновременного горения прямого и обратного вентилей в противоположных плечах моста (режим A), что и приводит к получению качественно новой внешней характеристики. Время горения обратных вентилей, т. е. время восстановления управляемых вентилей, в режиме N уменьшается с увеличением R_n , зато с переходом схемы в режим A оно начинает расти.

Анализ работы схемы в установившемся режиме проводился при следующих допущениях: преобразователь питается от источника постоянного тока ($L_d=\infty$);

нагрузка представляет собой либо чисто активное сопротивление, либо последовательное соединение R и L или C . Если СПЧ работает на параллельный колебательный контур индукционного нагревателя, то, как показывает теоретический анализ и эксперимент, при резонансе и емкостной расстройке нагревательного контура ($\omega/\omega_0=0,8 \div 1,0$, $\cos \varphi$ индуктора менее 0,4) можно применять пересчет цепи: разделительная емкость — параллельный контур по 1-й гармонике выходной частоты. Точность такого приближения составляет 5—7%. В случае индуктивной расстройки подобное понижение порядка цепи невозможно, так как аппроксимация ведется вблизи полюса частотной характеристики цепи.

Хотя в анализе пренебрегается сопротивлением вентилей прямому току и добротность коммутирующей индуктивности принята равной бесконечности, учет их не вызывает принципиальных трудностей.

Эквивалентная схема преобразователя для полупериода задающей частоты представлена на рис. 2, а и соответствует поочередному горению управляемого и неуправляемого вентилей.

Прерывистый ток коммутирующего контура при работе СПЧ в режиме N находится из уравнения:

$$\frac{d^2 i_K}{dt^2} + \frac{R}{L_K} \frac{di_K}{dt} + \frac{1}{L_K} \frac{C_p + C_K}{C_p C_K} i_K = \frac{i_d}{C_p L_K}, \quad (1)$$

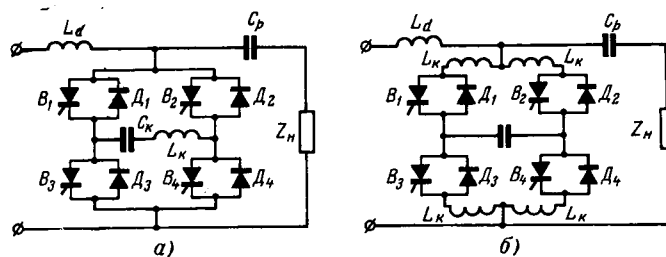


Рис. 1. Схемы преобразователей частоты с U-образной входной характеристикой.

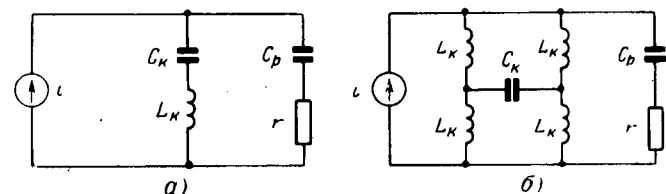


Рис. 2. Эквивалентная схема преобразователя для полупериода задающей частоты.
а — режим N ; б — режим A .

а крайевые условия имеют вид:

$$i_K(0) = 0; \quad i_K(x) = 0, \quad (2)$$

где x — неизвестный интервал интегрирования.

Введя относительные параметры:

$n = \frac{\omega}{\omega_{зд}}$; $\omega^2 = \frac{C_K + C_p}{L_K C_p C_K} - \alpha^2$ — относительная частота; $\beta = \frac{C_p + C_K}{C_K}$ — коэффициент включения; $a = \frac{\pi \alpha}{\omega_{зд}}$; $\alpha = \frac{R}{2L_K}$ — относительное затухание; $t' = \frac{2t}{T}$, $T = \frac{2\pi}{\omega_{зд}}$ — период задающей частоты, и проинтегрировав ток относительно вынужденной составляющей, имеем:

$$\text{для тока коммутирующего контура } (i'(t) = \frac{i(t)}{I_d} \beta)$$

$$i'_K = \frac{e^{-at'}}{\sin \varphi} \sin(\pi n t' - \varphi) + 1; \quad (3)$$

для тока нагрузки

$$i'_N = (\beta - 1) - \frac{e^{-at'}}{\sin \varphi} \sin(\pi n t' - \varphi); \quad (4)$$

$$i'_d = i'_N + i'_K = \beta; \quad (5)$$

постоянная интегрирования из условия (2)

$$\varphi = \arctg \frac{e^{-\alpha x} \sin \omega x}{e^{-\alpha x} \cos \omega x - 1}. \quad (6)$$

Для определения интервала x воспользуемся тем условием, что в нагрузке протекает чисто переменный ток с частотой вдвое больше задающей, т. е.

$$\int_0^1 i_N dt = 0$$

или

$$\int_0^1 i'_{\pi} dt' = \int_0^x (i'_a - i'_{\pi}) dt' + \int_x^1 i'_a dt' =$$

$$= \beta - x + \frac{\pi n}{a^2 + \pi^2 n^2} \frac{e^{-2ax} - 2e^{-ax} \cos \pi n x + 1}{e^{-ax} \sin \pi n x} = 0. \quad (7)$$

Из (7) [$\beta - \psi(n, a) = 0$] можно найти время проводимости прямого и обратного вентиля, положив $x=1$, можно получить границу между режимом прерывистого и непрерывного тока в коммутирующем контуре. Для непрерывного тока в схеме рис. 1, а и б без учета коммутации справедливы следующие краевые условия:

$$\left. \begin{aligned} i_{\pi}(0) &= -i_{\pi}(1); \\ \int_0^1 (i_a - i_{\pi}) dt &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Режим прерывистого тока в коммутирующем контуре позволяет обеспечить естественное выключение как прямых, так и обратных вентилях при переходе тока через нуль. Недостатком этого режима являются относительно большие скачки напряжения на вентилях в момент прекращения тока (рис. 3) и несколько большая нагрузка обратных вентилях.

В режиме непрерывного тока обратные вентили нагружены минимально, но условия их выключения более тяжелые. Кривые тока через вентили и напряжения на них приведены на рис. 3, а и б для режима прерывистого тока в схеме рис. 1, б.

Для данного режима на рис. 4 и 5 приведены характеристики, показывающие относительно малую зависимость времени восстановления и прямого напряжения на вентилях от нагрузки при ее изменении в 8—10 раз. Относительное значение средних и максимальных токов в схеме резко падает при увеличении затухания (рис. 5), однако абсолютная их величина меняется много меньше, ибо в каждом случае входной ток определяется как $i_a = \frac{E}{R_{\text{вх}}}$

($E = \text{const}$), падающий характер $R_{\text{вх}} = \varphi(R_n)$ соответствует увеличению мощности с ростом сопротивления нагрузки.

Поскольку энергетические преимущества СПЧ определяются наиболее рациональным использованием вентилях по току и меньшими реактивными мощностями конденсаторных батарей, наиболее выгодной является работа с малым коэффициентом включения $\beta \approx 2$, при этом значение постоянной составляющей тока i_{π} возрастает, и величина средних и максимальных токов через вентили падает.

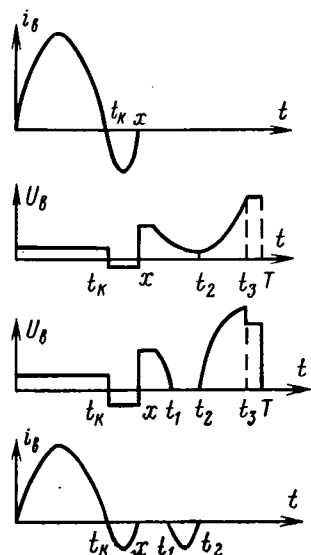


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений и токов вентилях.

а, б — режим N; в, г — режим А.

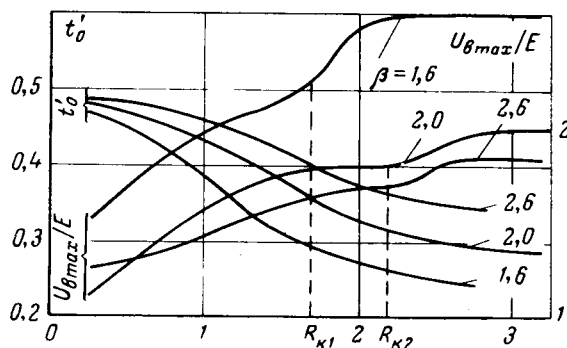


Рис. 4. Зависимость времени восстановления вентилях и максимального напряжения на вентилях от сопротивления нагрузки ($n=2,2$).

В оптимальных режимах $I_{\text{пр.ср}} = (0,53-0,58) I_d$, т. е. использование вентилях по току всего на 3—8% хуже, чем в обычном инверторе тока. Наиболее невыгодный случай соответствует $C_p \gg C_k$ ($\beta \gg 2$), при этом через вентили проходит максимально возможный реактивный ток, а реактивные мощности коммутирующей конденсаторной батареи возрастают от $Q \leq 2P_a$ до $Q \approx (4-5) P_a$ (P_a — активная мощность, отдаваемая преобразователем).

В режиме поочередной работы управляемых вентилях и встречно-параллельных диодов (режим N) электромагнитные процессы в схеме аналогичны процессам, происходящим в обычных схемах СПЧ, работающих в колебательном режиме. Однако, как указывалось выше, при увеличении сопротивления нагрузки R_n больше некоторого R_k напряжение на вентилях в отличие от инверторов напряжения может менять свой знак, и эквивалентная схема для некоторого интервала t_1-t_2 приобретает вид, изображенный на рис. 2, б. В этом интервале нагрузка оказывается закороченной одновременно горящими прямым и обратным вентилями противоположных плеч моста, в результате чего мощность в нагрузке уменьшается, а реактивная энергия, запасенная в коммутирующей емкости, определяется не только значением входного тока схемы, так как цепи постоянной составляющей и переменной работают независимо. Входное сопротивление схемы начинает возрастать, и мощность, отдаваемая СПЧ, уменьшается либо остается примерно постоянной в некотором диапазоне изменения R_n .

При работе в таком режиме становятся очевидными преимущества СПЧ с включением коммутирующих индуктивностей в плечи моста (рис. 1, б), поскольку скорость нарастания тока через вентили, как и в режиме непрерывного тока, заведомо ограничена.

Характеристики работы схемы в режиме А определяются кусочно-припасовочным методом, причем следует учесть как возможность режима прерывистого, так и непрерывного тока. Режим непрерывного тока особенно выгоден, когда $[u_{\text{ск}} - L_{\pi} \frac{di_{\pi}}{dt}]_{t=0} < 0$. В этом

случае время восстановления управляющих свойств вентиля увеличивается за счет горения обратного вентиля в следующем полупериоде, что предотвращает опрокидывание схемы при любой нагрузке.

Для наиболее сложного режима прерывистого тока интервал работы одного из плеч СПЧ разбивается на четыре участка (рис. 3,б), причем для интервалов $0 \div t_1$ и $t_2 \div t_3$ процессы описываются уравнениями (1) и (3) согласно эквивалентной схеме рис. 2,а:

$$i_1 = (A_1 \sin \omega_1 \theta_1 + B_1 \cos \omega_1 \theta_1) e^{-\alpha_1 \theta_1} + \frac{i_d}{\beta}; \quad 0 < \theta_1 < t_1; \quad (10)$$

$$i_1 = (A_4 \sin \omega_1 \theta_3 + B_4 \cos \omega_1 \theta_3) e^{-\alpha_1 \theta_3} + \frac{i_d}{\beta}; \quad t_2 < \theta_3 < t_3. \quad (11)$$

Для интервала $t_1 \div t_2$ действительна эквивалентная схема рис. 2, б, в которой ток через управляемые вентили

$$i_1 = \frac{1}{2} [A_2 \sin \omega_2 \theta_2 + B_2 \cos \omega_2 \theta_2 + (A_3 \sin \omega_3 \theta_2 + B_3 \cos \omega_3 \theta_2) e^{-\alpha_3 \theta_2} + i_d]; \quad t_1 < \theta_2 < t_2. \quad (12)$$

ток через обратные диоды

$$i_2 = \frac{1}{2} [A_2 \sin \omega_2 \theta_2 + B_2 \cos \omega_2 \theta_2 - (A_3 \sin \omega_3 \theta_2 + B_3 \cos \omega_3 \theta_2) e^{-\alpha_3 \theta_2} - i_d]. \quad (13)$$

Краевые условия для определения восьми постоянных интегрирования и трех неизвестных интервалов времени имеют следующий вид:

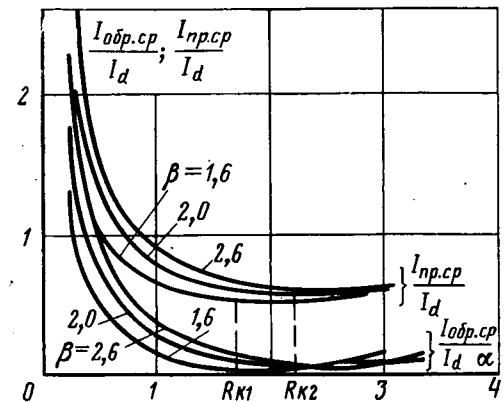
$$\left. \begin{aligned} i_k(0) = 0; \quad i_k(t_3) = 0; \quad i_2(t_1) = 0; \\ i_2(t_2) = 0; \quad i_k(t_1 - 0) = i_1(t_1 + 0); \\ i_1(t_2 - 0) = i_k(t_2 + 0); \quad \frac{di_2}{dt} \Big|_{t_1} = 0; \\ \frac{di_1}{dt} \Big|_{t_2-0} = \frac{di_k}{dt} \Big|_{t_2+0}; \quad \frac{di_k}{dt} \Big|_{t_1-0} = \frac{di_1}{dt} \Big|_{t_1+0}; \\ \frac{d}{dt} (i_1 + i_2) \Big|_{t_2-0} = \frac{di_k}{dt} \Big|_{t_1-0} + \frac{1}{\omega_2} \int_{t_1}^{t_2} (i_1 + i_2) dt; \\ \left[\int_0^{t_1} i_k dt + \int_{t_1}^{t_2} (i_1 - i_2) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_k dt \right] = i_d \frac{T}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Решение системы уравнений (10) — (13) при краевых условиях (14) реализуется на ЦВМ, причем алгоритм решения весьма упрощается, если вместо итерационных методов вводить начальное значение производной $\frac{di_k}{dt} \Big|_{t=0}$ и проверять выполнение последнего условия (14).

Подобного рода редукция краевой задачи к задаче Коши имеет то преимущество, что замена решения системы нелинейных уравнений последовательным решением отдельных трансцендентных уравнений позволяет избежать трудностей, связанных с вычислением громоздких якобианов системы (14) и с проблемой множественности корней. Скорость решения определяется заданием начальной производной тока и начального напряжения коммутирующей емкости; для увеличения скорости решения целесообразно выбирать в качестве приближений эти значения, полученные из расчета режима с меньшим затуханием.

Анализ схемы, подтвержденный экспериментальными результатами, показал, что при $R_{вх} > R_k$

Рис. 5. Зависимость токов через прямые и обратные вентили от сопротивления нагрузки ($n=2,2$).



зависимость $R_{вх} = \varphi(R_{нагр})$ имеет возрастающий характер, что приводит к отсутствию перегрузок во всем диапазоне изменения нагрузки и обеспечивает безаварийную работу. Перегрузка преобразователя оказывается невозможной, так как значение $R_{вх}$ нигде не становится меньше R_{min} , рассчитанного из условия максимальной мощности преобразователя.

Из графиков рис. 4 и 5 видно, что при переходе в режим А и увеличении $R_{н}$ на 20—30% входное сопротивление схемы по постоянному току $R_{вх}$ меняется не более чем на 5—6%. Увеличение средних токов через управляемые вентили и максимальных напряжений на вентиле при этом составляет 10—12%. Наиболее резко увеличивается ток через обратные диоды, однако его абсолютная величина по-прежнему не превышает 0,15—0,2 от тока выпрямителя. Время, предоставляемое для восстановления управляемости вентилей, монотонно падает до того момента, когда интервалы горения обратных вентилей смыкаются.

Выбор исходной рабочей точки преобразователя зависит от характера изменения параметров нагрузки и типов вентилей, на которых собран СПЧ. В случае мало изменяющейся нагрузки наиболее энергетически выгодным является режим N при значениях α , соответствующих $R_{вх}$, близкому к R_k . В том случае, когда режим работы связан с резким изменением параметров нагрузки, оптимальную настройку следует проводить на среднюю нагрузку.

По схеме рис. 1,б был разработан и испытан преобразователь на мощность 800 кВт и частоту 500—1500 гц. В качестве управляемых вентилей использовались экситроны ЭВУ-150/3, в качестве неуправляемых — диоды типа ПВКЛ-200/6 (10 шт. последовательно в плече). Преобразователь был испытан на мощность 400 кВт при полной загрузке вентилей по току, но при пониженном напряжении питания и показал полную устойчивость как при работе на реальную нагрузку — кузнечный нагреватель, так и в аварийных режимах короткого замыкания и холостого хода.

Литература

1. Васильев А. С. и Слухоцкий А. Е., Ионные и электронные инверторы высокой частоты, Госэнергоиздат, 1961.
2. Донской А. В. и Ивенский Г. В., Электротермические установки с ионными преобразователями повышенной частоты, изд-во «Энергия», 1964.

[6.10.1969]

Тиристорный инвертор с встречно-параллельными диодами и удвоением частоты

Канд. техн. наук С. М. КАЦНЕЛЬСОН

Уфимский авиационный институт им. Орджоникидзе

Тиристорные преобразователи повышенной частоты мощностью в несколько десятков и сотен киловатт стали успешно применяться для питания установок индукционного нагрева металлов вместо громоздких и экономически менее эффективных машинных генераторов [Л. 1].

Использование в этих преобразователях обычных схем параллельных и последовательных автономных инверторов, работающих на тиристорах без обратных диодов или обратных мостов, оказалось не всегда целесообразным, так как тиристоры не способны выдерживать перенапряжения, возникающие в указанных инверторах при работе их на компенсированный нагрузочный колебательный контур во время изменения нагрузки в ходе технологического процесса.

В схемах тиристорных инверторов с встречно-параллельными диодами удастся избежать опасных перенапряжений на тиристорах при переменной нагрузке за счет автоматического возврата излишней реактивной мощности, запасаемой в коммутирующих конденсаторах [Л. 1 и 2].

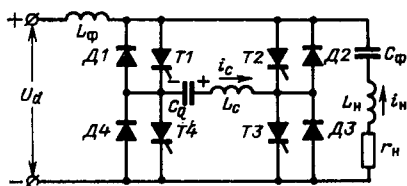


Рис. 1.

В статье рассматривается новая схема тиристорного преобразователя повышенной частоты для индукционного нагрева металлов, выполненная на мостовых инверторах с встречно-параллельными диодами, у которых в одну диагональ моста включен последовательный колебательный контур, а в другую диагональ через разделительный конденсатор — нагрузка [Л. 3].

Время, предоставляемое на восстановление управляемости тиристорov, в этих инверторах значительно выше, чем в других схемах с встречно-параллельными диодами, за счет использования принципа удвоения частоты.

Опытный промышленный образец тиристорного преобразователя мощностью 100 кВт и частотой инвертирования 2500 гц, выполненный по рассматриваемой схеме, был успешно применен для плавки стали и методического нагрева стальных кузнечных заготовок диаметром 45 мм.

На рис. 1 изображена принципиальная схема тиристорного инвертора с встречно-параллельными диодами и расширенным диапазоном частоты инвертирования.

Коммутирующий конденсатор C_0 включен последовательно с индуктивностью L_c коммутирующего контура в одну диагональ моста, в то время

как в другую диагональ включена нагрузка r_n , L_n последовательно с емкостью фильтра C_ϕ , не пропускающей через нагрузку постоянной составляющей тока и заряженной до напряжения, среднее значение которого равно напряжению U_d источника питания.

Инвертор работает следующим образом. При включении тиристорov $T1$, $T3$ происходит колебательный перезаряд коммутирующей емкости через индуктивность L_c , сопротивление нагрузки и конденсатор фильтра, емкость которого в несколько раз больше емкости коммутирующего конденсатора. Через сопротивление нагрузки протекает половина тока, имеющая форму, близкую к синусоидальной, в направлении, указанном стрелкой, которое будем называть прямым.

Конденсатор C_0 в процессе колебательного перезаряда заряжается до напряжения более высокого, чем напряжение U_d источника питания. Тиристоры $T1$, $T3$ гаснут после перехода тока, текущего в их цепи через нуль. Начинается разряд емкости C_0 через встречно-параллельные диоды $D1$, $D3$, индуктивность L_c , сопротивление нагрузки r_n , L_n и емкость C_ϕ , при этом ток через нагрузку потечет в обратном направлении. Коммутирующий конденсатор C_0 заряжается через обратные диоды $D1$, $D3$ до напряжения меньшего, чем U_d , не меняя полярности.

В течение промежутка времени, пока ток проводят диоды $D1$, $D3$, на тиристорах $T1$, $T3$ имеется небольшое обратное напряжение, равное падению напряжения на диодах, и тиристоры успевают восстановить свою управляемость.

После погасания диодов $D1$, $D3$ включаются тиристоры $T2$, $T4$, и снова происходит колебательный перезаряд конденсатора C_0 , причем ток через сопротивление нагрузки протекает снова в прямом направлении. Затем тиристоры $T2$, $T4$ гаснут и начинается разряд конденсатора C_0 через параллельные диоды $D2$, $D4$, и ток через сопротивление нагрузки потечет опять в обратном направлении.

На этом заканчивается полный цикл работы всех вентиляев, на протяжении которого в нагрузке получаем два полных периода переменного напряжения.

На рис. 2 изображены кривые токов $i_{T1,3}$ и $i_{T2,4}$, протекающих соответственно через тиристоры $T1$, $T3$ и $T2$, $T4$, токов $i_{D1,3}$ и $i_{D2,4}$, протекающих через диоды $D1$, $D3$ и $D2$, $D4$, напряжения U_c на коммутирующем конденсаторе C_0 и напряжения $U_{2,4}$ на тиристорах $T2$, $T4$.

Входной ток I_d инвертора показан прямой, параллельной оси времени.

Если допустить, что входная индуктивность L_ϕ и емкость фильтра C_ϕ достаточно велики и можно пренебречь переменными составляющими входного тока инвертора и напряжения на емкости C_ϕ , то

система дифференциальных уравнений, описывающих переходный процесс при включении тиристора и затем встречных диодов, будет иметь следующий вид:

$$U_d = r_n i_n + L_n \frac{di_n}{dt} + L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{1}{C_0} \int i_c dt; \quad (1)$$

$$i_c = I_d + i_n, \quad (2)$$

где i_c — ток, текущий через коммутирующую емкость C_0 , индуктивность L_c , включенные тиристоры и затем встречные диоды; i_n — ток нагрузки, протекающий через активное сопротивление и индуктивность нагрузки L_n .

Решая (1), (2) и рассматривая только случай колебательного режима, получим:

$$i_c = \frac{U_0}{\omega_1 L_0} e^{-\delta t} \sin \omega_1 t, \quad (3)$$

где

$$U_0 = U_d + r_n I_d + U_{c01}; \quad (4)$$

$$L_0 = L_c + L_n; \quad (5)$$

$$\delta = \frac{r_n}{2L_0}; \quad \omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}; \quad (6)$$

U_{c0} — начальное значение напряжения на конденсаторе C_0 .

Инверторы на тиристорах с встречными диодами не могут работать ни в апериодическом, ни в граничном режимах, так как при этом невозможно самогашение тиристоров и переход тока на встречные диоды. Для получения колебательного режима работы необходимо выполнение условия $\delta < \omega_0$.

Уравнение (3) справедливо в интервале времени $\frac{2\pi}{\omega_1}$, т. е. в течение полного периода колебательного процесса, во время которого включены тиристоры двух плеч моста, например, $T1$, $T3$, и встречные им диоды $D1$, $D3$.

Напряжение на коммутирующем конденсаторе:

$$u_c = U_d + r_n I_d - U_0 e^{-\delta t} \left(\cos \omega_1 t + \frac{\delta}{\omega_1} \sin \omega_1 t \right). \quad (7)$$

Постоянная интегрирования найдена из начальных условий, при $t=0$, $u_c = -U_{c01}$.

Напряжение на коммутирующей индуктивности

$$u_L = \frac{L_c}{L_0} U_0 e^{-\delta t} \left(\cos \omega_1 t - \frac{\delta}{\omega_1} \sin \omega_1 t \right). \quad (8)$$

Напряжение на неработающем тиристоре из уравнений (7) и (8)

$$u_n = U_d + r_n I_d - U_0 e^{-\delta t} \left[(1 - K_L) \cos \omega_1 t + \frac{\delta}{\omega_1} (1 + K_L) \sin \omega_1 t \right], \quad (9)$$

где K_L — коэффициент распределения индуктивностей в схеме инвертора;

$$K_L = \frac{L_c}{L_0}. \quad (10)$$

Обратное напряжение на тиристоре имеет место только во время работы шунтирующего его диода и равно падению напряжения на этом диоде.

Угол, предоставляемый на восстановление управляемости тиристоров, в рассматриваемой схеме равен $\frac{\pi}{\omega_1}$, т. е. 180 эл. град.

Из (9) можно найти экстремумы прямого напряжения на тиристорах, которые определяются углами

$$\beta_1 = \arctg \frac{2K_L \tg \alpha}{(1 - K_L) \tg^2 \alpha + 1 + K_L}; \quad (11)$$

$$\beta_2 = \beta_1 + \pi, \quad (12)$$

где β_1 и β_2 — углы, соответствующие прохождению прямого напряжения на тиристорах через минимум и максимум;

$$\tg \alpha = \frac{\omega_1}{\delta}. \quad (13)$$

На рис. 3 приведены зависимости минимального напряжения на тиристоре от добротности последова-

тельного контура $\theta = \frac{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}{r_n}$ и коэффициента распределения индуктивностей K_L . С уменьшением K_L при некоторых его значениях $K_{Lкр}$ минимальное напряжение на тиристорах доходит до нуля и принимает отрицательное значение. Тогда включаются встречные диоды этих тиристоров и возникает внутренняя циркуляция тока между реактивными элементами инвертора, помимо сопротивления нагрузки, что снижает его мощность. Этот режим может оказаться опасным для тиристоров, если $K_L \ll K_{Lкр}$, т. е. если почти вся индуктивность сосредоточена в цепи нагрузки, а коммутирующая индуктивность L_c мала.

При $L_c = 0$ емкость C_0 оказывается замкнутой накоротко через открывшиеся тиристоры и встречные диоды противофазных тиристоров. Поскольку амплитуда тока короткого замыкания и скорость его нарастания будут ограничены только индуктивностью соединительных проводов и внутренним сопротивлением вентилей, это неминуемо приводит к разрушению структуры тиристоров вблизи управляющего электрода из-за ограниченной скорости распространения проводимости и локализации коммутационных потерь в сравнительно небольшой зоне [Л. 4].

В рассматриваемой схеме целесообразно принимать $K_L > K_{Lкр}$.

При работе инвертора на нагрузочный колебательный контур, например при индукционном нагреве стали под ковку, горячую штамповку и различных видах термообработки индуктор зашунтирован компенсирующей емкостью и в момент включения тиристоров, если это включение происходит при наличии отсечки тока встречных диодов, возможно появление больших импульсов сквозных токов непосредственно после их гашения, когда в те-

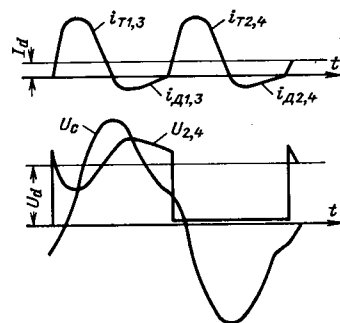


Рис. 2.

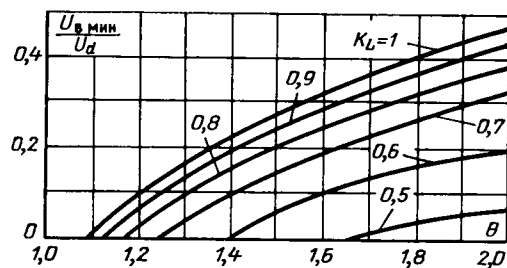


Рис. 3.

чение некоторого интервала времени встречные диоды проводят ток в обратном направлении [Л. 5].

Во избежание такого явления необходимо часть коммутирующей индуктивности L_c перенести в цепь нагрузки, но эта индуктивность не должна шунтироваться компенсирующей емкостью.

Таким образом, при правильном распределении индуктивностей в рассматриваемой схеме преобразователя можно получить вполне приемлемые значения скорости нарастания прямого напряжения на тиристорах при умеренных значениях первоначального скачка напряжения и одновременно избежать появления сквозных токов после гашения встречных диодов.

Следует заметить, что введение небольших интервалов между моментом гашения встречных диодов и моментом включения противофазных тиристоров также позволяет уменьшить величину сквозных токов.

Максимальное напряжение U_{max} на тиристорах в данном преобразователе обычно не превышает $1,6U_d$ при работе его без отсечки тока. При работе с отсечкой тока U_{max} может возрасти до $1,8—2,0U_d$.

Питание промышленных образцов тиристорных преобразователей частоты на 2500 гц мощностью 100 кВт для методического нагрева кузнечных заготовок осуществлялось непосредственным подключением к сети переменного тока напряжением 380 в . К нагрузке инвертор присоединялся также

без выходного высокочастотного трансформатора, поэтому выходное напряжение инвертора сравнительно невелико и составляет $300—350\text{ в}$.

Проверялась также способность инвертора работать при расстройке колебательного контура, при этом оказалось, что инвертор устойчиво работает как при перекомпенсации, так и при недокомпенсации, т. е. при емкостном и индуктивном коэффициенте мощности. В последнем случае имеет место отсечка тока, протекающего через обратные диоды, которая при полной нагрузке инвертора, если ток обратных диодов мал, позволяет улучшить синусоидальность формы кривой тока нагрузки за счет сокращения времени, предоставляемого на восстановление управляемости тиристоров. На частотах $1000—3000\text{ гц}$, когда время, предоставляемое на восстановление управляемости, достаточно велико, такой режим работы инвертора является вполне допустимым.

Результаты испытаний инвертора показали способность его работать при переменной нагрузке, пригодность использования при нагреве кузнечных заготовок, плавке металла, поверхностной закалке и других видах термообработки.

Литература

1. Golde E., Lehmann G., Oscillator—Circuit Thyristor Converters for Induction Heating, «Proceedings of the IEEE», v. 55, 1967, № 8.
2. Depenbrock M., Die Verknüpfungen von Frequenz, Dämpfung und Steuerwinkel beim Schwingkreiswandler, «Archiv für Elektrotechnik», Bd 49, H. 4, 1964.
3. Кацнельсон С. М. и Ухов В. С., Независимый инвертор, Авторское свидетельство № 235177, «Изобретения, промышленные образцы и товарные знаки», 1969, № 5.
4. Мэфэм, Борьба с эффектами, возникающими при включении управляемых кремниевых вентилей, «Электроника», 1962, № 33, т. 35.
5. Донской А. В. и др., Пути развития тиристорных преобразователей частоты для установок индукционного нагрева, сб. «Применение токов высокой частоты в электротермии», изд-во «Машиностроение», 1968.

[13.5.1969]



Международная электротехническая комиссия и стандартизация электротехнического оборудования

А. А. ВИНОГРАДОВА

Секретарь Советского национального комитета МЭК

В развитии международного экономического и научно-технического сотрудничества важную роль играет интернациональная стандартизация. Особое влияние она оказывает на все возрастающий товарообмен между странами. Наибольших успехов достигла международная стандартизация в электротехнике и радиоэлектронике. Изделия этих отраслей промышленности являются предметом самого широкого обмена между странами. В послевоенные годы структура мирового экспорта изменилась в сторону расширения объема торговли готовыми изделиями, в котором доля электротехнической и электронной промышленности достигает одной четвертой. За последнее десятилетие ежегодные темпы прироста мировой торговли изделиями этих отраслей составили 14% при общем росте торговли промышленными изделиями, равном 10%. Индексы роста потребления электроэнергии опережают индексы роста экономического развития. При этом темпы роста обмена электроэнергией в Европе превышают темпы роста потребления электроэнергии, хотя по отношению к объему потребления объем международного обмена электроэнергией еще невелик.

Интенсивное проведение работ по международной стандартизации в электротехнике и электронике связано также с высокими темпами научно-технического развития в этих отраслях, что вызывает необходимость не только создавать требования к новым видам аппаратуры и оборудования, но и непрерывно приводить в соответствие действующие стандарты с достижениями науки и техники.

Начало международному сотрудничеству в области электричества и электротехники были положено в 1881 г. Международным конгрессом по электричеству, когда бурное развитие этой новой отрасли науки и производства потребовало установления унифицированных в международном плане единиц. Позднее конгрессы созывались в 1889, 1893 и 1900 гг. На совещании правительственных делегатов Международного электротехнического конгресса в Сен-Луисе (США) в 1904 г. было принято решение о создании в целях обеспечения сотрудничества технических обществ мира Комиссии для рассмотрения вопросов стандартизации терминологии и номинальных параметров электрических машин. На правительственной конференции представителей тринадцати стран в Лондоне в 1906 г. была формально учреждена Международная электротехническая комиссия (МЭК), которая в настоящее время является одной из ведущих организаций по вопросам стандартизации и основным органом в области мировой стандартизации в электротехнике и радиоэлектронике.

С 1914 по 1919 гг. и с 1939 по 1947 гг. деятельность МЭК была прервана в связи с первой и второй мировыми войнами. В 1946 г. после учреждения Международной организации по стандартизации (ИСО), пользующейся консультативным статусом

ООН, МЭК присоединилась к ИСО на автономных правах, сохранив полностью свою финансовую и организационную самостоятельность.

Наличие двух организаций по стандартизации обуславливается и оправдано не только исторически, но и задачами, стоящими перед ними. Если ИСО призвано распространить свою деятельность на целый ряд отраслей производства, в различной степени охваченных стандартизацией, то МЭК решает задачу повышения уровня комплексной стандартизации в области, где «плотность» стандартов уже достаточно высокая. Хотя по отношению к объему производства других отраслей промышленности и в стоимостном выражении электротехника и электроника составляют 7%, объем ежегодно издаваемых международных рекомендаций в этих отраслях примерно равен объему всех ежегодно издаваемых рекомендаций ИСО.

В начале 60-х годов, когда в процессе экономического развития был поставлен вопрос о повышении роли стандартизации как средства, способного содействовать устранению «технических» препятствий на пути расширения товарообмена и экономического и научно-технического сотрудничества между странами, МЭК, благодаря сложившейся организации и накопленному опыту, оказалась в состоянии решить поставленные перед ней задачи в новых условиях.

В 1963 г. был принят новый устав МЭК, действующий по настоящее время. Сейчас членами МЭК является 41 страна, в том числе все промышленно развитые страны и ряд развивающихся стран Азии, Латинской Америки и Африки.

Согласно уставу в задачу МЭК входит содействие координации и унификации национальных стандартов в области электротехники, электроники и дальней связи. С этой целью она издает рекомендации, которые выражают согласованную в международном плане точку зрения по рассматриваемым вопросам. Отражая современный технический уровень и будучи призванными большинством стран, выступающих на мировом рынке как экспортеры и импортеры электротехнической и радиоэлектронной продукции, рекомендации МЭК способствуют установлению единообразных требований к этой продукции и содействуют тем самым развитию торговли. Не являясь обязательными, рекомендации МЭК предлагаются для использования в национальных стандартах в той мере, в какой это позволяют условия данной страны.

Руководящими органами МЭК являются Совет (занимается административными вопросами), куда входят главы всех национальных комитетов, и Комитет действия (занимается общими направлениями технической политики МЭК), состоящей из девяти национальных комитетов, одна треть которых переизбирается каждые 2 года. В настоящее время в Комитет действия входят Индия, Израиль, Польша, СССР, США, Франция, ФРГ, Швейцария, ЮАР.

Во главе МЭК стоит президент, переизбираемый каждые 3 года. В 1970 г. президентом был избран председатель Отделения Британской ассоциации электропромышленности, член Административного совета Британского института стандартов С. Е. Гудол.

Центральное бюро МЭК находится в Женеве.

Вся работа по подготовке рекомендаций осуществляется в технических комитетах, имеющих четко разграниченную сферу деятельности каждый. По мере расширения сферы деятельности в комитете создаются подкомитеты. К концу 1970 г. в МЭК действовало 72 комитета и 100 подкомитетов.

В начале своей деятельности МЭК занималась главным образом «сильноточной» техникой, при этом большое внимание уделялось номенклатуре изделий, единицам измерения, буквенным и графическим обозначениям. На раннем этапе деятельности была отработана система единиц, объединившая электрические единицы стран метрической и дюймовой систем. Работы МЭК в этом направлении послужили базой для создания Международной системы единиц СИ. С 1919 г. по 1939 г. были разработаны 25 рекомендаций по графическим обозначениям для сильноточной и слаботочной техники, буквенным обозначениям и единицам измерения, цоколям и патронам для электрических ламп общего освещения, паровым турбинам, высоковольтной коммутационной аппаратуре. В 1938 г. вышло первое издание Международного электротехнического словаря, содержащего 1800 терминов на восьми языках.

МЭК начала свою деятельность по стандартизации до того, как многие страны приступили к разработке национальных стандартов. Создание МЭК способствовало развитию национальной стандартизации в 20-е и 30-е годы. В соответствии с уровнем развития той эпохи и существовавшими связями между странами международная стандартизация в эти десятилетия ограничивалось, помимо вопросов терминологии, обозначений и единиц, некоторыми общими направлениями развития и размерной стандартизацией. Промышленная стандартизация в собственном смысле этого слова начала развиваться в национальных рамках. Как следствие этого, в те годы был принят ряд решений, которые стали в дальнейшем барьером на пути развития международной торговли, примером чего могут служить выбор промышленной частоты 50 и 60 Гц и системы розеточно-штепсельных соединений.

Новые комитеты и подкомитеты по электротехнике создавались в связи с вовлечением все более широкого круга электротехнического оборудования в сферу международного обмена в связи с применением новых материалов, технологии, по линии создания рекомендаций для электрооборудования специализированного назначения. Эти комитеты охватывают оборудование для производства, передачи, распределения и потребления электроэнергии, электрические установки в зданиях, судовое электрооборудование, электрооборудование станков. Краткая характеристика комитетов, представляющих наибольший интерес для электроэнергетики, приводится в приложении.

В послевоенный период в МЭК получили огромное развитие вопросы электроники. Если в 1947 г. в этой области действовал только один комитет, то в 1970 г. работали 45 комитетов и подкомитетов по электронике и дальней связи. Объем их деятельности составляет более одной трети работы Комиссии. Они охватывают электронную аппаратуру и ее компоненты, радиопередающую и радиоприемную аппаратуру, контрольно-измерительную аппаратуру, ядерное приборостроение. В последнее время МЭК предприняла работы по электро медицинской аппаратуре и системам управления процессами.

До 60-х годов компетенция МЭК распространялась в основном на изделия промышленного потребления. Отражая процесс роста непроизводственного потребления электроэнергии в экономике развитых стран, а отсюда широкий выход электро бытовых приборов на мировой рынок, МЭК в середине 60-х годов стала интенсивно заниматься широкой номенклатурой электро бытовых приборов. При этом вопросы аппаратуры оптового назначения решаются в двух направлениях — измерение рабочих характеристик изделий и обеспечение необходимого уровня электрической безопасности.

Таким образом, МЭК обладает довольно гибкой структурой технических комитетов, позволяющей ей отвечать потребностям научно-технического и экономического развития.

Работа по стандартизации в технических комитетах осуществляется по следующим направлениям: 1) общие средства выражения (терминология, обозначения, величины и единицы); 2) установление технических характеристик и методов их проверки; 3) установление стандартных методов измерения рабочих характеристик изделий, позволяющих получить единообразную информацию о их качестве; 4) установление требований по технике безопасности (в настоящее время ограничивается бытовыми приборами и оборудованием аналогичного применения); 5) стандартизация характеристик, обеспечивающих механическую и электрическую взаимозаменяемость изделий.

Работа отдельного комитета или подкомитета направляется его секретариатом, функции которого выполняет один из национальных комитетов. Страны, сосредоточивающие в своих руках наибольшее число секретариатов, оказывают значительное влияние на техническую политику МЭК. В свою очередь это число определяется заинтересованностью отдельных стран в экспорте и развитии внешнеэкономических связей. Из 41 стран-члена секретариаты ведут 18 стран, причем 70% секретариатов технических комитетов и подкомитетов сосредоточено в руках пяти стран — Англии (28), Франции (25), Нидерландов (24), США (23), ФРГ (20). За последние годы ведение наибольшего числа секретариатов взяли на себя ФРГ и США. В течение 60-х годов США взяли, например, на себя ведение 19 секретариатов.

Большое влияние на деятельность комитетов оказывают также их председатели, особенно в связи с расширением полномочий комитетов в последние 2 года. Председатели назначаются сроком на 7 лет с возможным переизбранием еще на 3 года.

Правила работы комитетов и подкомитетов сводятся к следующему: первоначальные проекты рекомендаций подготавливаются секретариатом на основе выбираемого им базового документа, который может представлять собой какой-либо национальный стандарт, а также с учетом информации, получаемой от национальных комитетов путем опроса. Проекты направляются национальным комитетам на рассмотрение. На основе замечаний стран секретариат обычно составляет несколько последующих редакций проекта, прежде чем документ можно считать достаточно согласованным. После одобрения его в техническом комитете проект рассылается от имени Центрального бюро на голосование сроком на шесть месяцев. Документ считается принятым, если 1/5 и более членов не проголосуют против. Национальный комитет, не проголосовавший в срок, считается проголосовавшим «за». В случае, когда отдельные пункты документа вызывают принципиальные разногласия, секретариат излагает их в новой редакции и рассылает ее на голосование сроком на два месяца.

Технические комитеты и подкомитеты проводят заседания раз в 1—1,5 года. Ежегодно проходят пленарные сессии, во время которых заседают одновременно 30—40 комитетов, а также руководящие органы МЭК. Заседания комитетов посвящаются принятию к утверждению уже обсужденных документов и рассмотрению спорных вопросов.

Для предварительной проработки первоначальных проектов и изучения отдельных вопросов в комитетах и подкомитетах создаются рабочие группы, состоящие из небольшого числа специалистов от стран, имеющих наибольший опыт в данной области. Эти рабочие группы, число которых в 1970 г. превысило 300, играют все большую роль в деятельности комитетов.

Как правило, комитеты МЭК разрабатывают рекомендации на отдельные виды аппаратуры или компонентов, которые могут являться элементами более сложной системы или установки, поэтому относящиеся к ним рекомендации должны быть в большей степени согласованы. В связи с этим вопросам координации работы отдельных комитетов придается большое значение. Так, для координации работ в области электроники в 1955 г. был создан Консультативный комитет по электронике и дальней связи (АСЭТ), а в 1969 г. был учрежден Комитет по безопасности (АКОС) в целях согласования деятельности заинтересованных в этой области комитетов.

Все документы МЭК издаются на английском и французском языках. Советский национальный комитет имеет право издавать рекомендации на русском языке.

До сих пор основной формой работы по международной стандартизации являлась разработка и согласование международных рекомендаций. Благодаря деятельности МЭК, ИСО и других международных организаций процедура их согласования хорошо отработана и является общепризнанной. Как показало состоявшееся в январе 1970 г. по инициативе Европейской экономической комиссии ООН совещание по стандартизации на правительственном уровне, в настоящее время существует

тенденция ввести, помимо механизма согласования рекомендаций, системы международной аттестации продукции на соответствие определенным стандартам. Инициаторами введения новой формы унификации требований к продукции выступили западноевропейские страны, заинтересованные в консолидации и углублении своих внешнеторговых связей. В результате этого в 1970 г. в МЭК и ИСО был поставлен вопрос об изучении возможности и целесообразности создания международной системы аттестации, исходя из унифицированных стандартов, т. е. рекомендаций. Как первый шаг в указанном направлении в МЭК была сформирована рабочая группа по определению требований для образцовой национальной системы аттестации электронных компонентов. Проблема международной системы аттестации является очень сложной.

Общее число изданных рекомендаций МЭК на начало 1970 г. составило 536 объемом 17460 печатных страниц. Число страниц рабочих документов в 1969 г. достигло 26164 стр. (предварительные проекты, замечания национальных комитетов, отчеты о заседаниях и т. д.). Для сравнения можно указать, что в 1960 г. в наличии было 120 рекомендаций объемом в 4839 стр., объем рабочих документов составил 8868 стр. Число действующих в настоящее время рекомендаций МЭК не отражает количества пересмотренных рекомендаций, некоторые из которых корректировались в свете новейших научно-технических достижений до 4—5 раз. В связи с быстрым развитием техники ряд рекомендаций начинают пересматриваться еще до выхода из печати последней редакции. Характерно, что более 50% рекомендаций опубликованы, либо откорректированы за последние 3 года.

В этих условиях для МЭК характерны высокие темпы роста объема работы, достигающие ежегодно 15—17,5%. Считается, что между ними и темпами развития внешней торговли электротехническими и электронными изделиями существует определенная зависимость, хотя данных о прямой связи между указанными величинами, т. е. сведений относительно доли внешней торговли, осуществляемой в соответствии с требованиями МЭК, не имеется.

Чтобы удовлетворить потребностям быстроразвивающихся отраслей техники, которыми она занимается (некоторые электронные приборы устаревают в течение 4—5 лет), МЭК вынуждена непрерывно повышать темпы проведения работ. В результате принятых мер удалось сократить сроки подготовки рекомендаций с 10—7 лет в начале 60-х годов до 5—3 лет и даже двух к 1970 г. Практически вопрос о темпах не сходит с повестки дня Комиссии.

Быстрое техническое развитие, возросшие требования, предъявляемые внешней торговлей к стандартизации, необходимость разрешения большого числа вопросов, с одной стороны, и ограниченность финансовых возможностей Комиссии и национальных комитетов и возможности привлечения этими последними для работы в МЭК квалифицированных кадров, с другой, привели к постановке вопроса о выборе наиболее перспективной тематики будущих работ, учитывающем прогнозы экономического и научно-технического развития. Эта проблема является

ся общей и для других международных организаций. В 1970 г. в МЭК было начато определение перспективной тематики новых работ и их очередности.

Требования современного экономического и научно-технического развития, предполагающего более высокую степень унификации национальных норм и правил, успехи, достигнутые МЭК в этом направлении, привели к резкой активизации промышленно развитых стран в деятельности МЭК. Эффективность их участия в МЭК определяется в первую очередь возможностью проведения их национальных требований в международных рекомендациях и защитой тем самым своих интересов на мировом рынке, при этом имеется в виду как внешняя торговля, так и размещение филиалов фирм на территории других стран. Большое значение придается использованию рекомендаций МЭК при составлении и пересмотре национальных стандартов, что позволяет гарантировать экспорт, обеспечивает выпуск продукции, отвечающей современному уровню, и сокращает сроки и затраты, связанные с разработкой национальных стандартов. Совместное участие специалистов разных стран в проработке отдельных вопросов воспринимается как своеобразная форма обмена опытом и передачи технологии. Не менее важное значение придается получению информации по линии МЭК из документов, личных контактов, дискуссий на заседаниях, когда сопоставление различных точек зрения позволяет выявить тенденции развития в отдельных областях. По мнению бывшего президента МЭК проф. Айере, только получение этой информации компенсирует время, затрачиваемое специалистами на заседания МЭК. Расходы по участию в МЭК рассматриваются в ряде стран как затраты на исследовательские работы.

Тенденция выпускать продукцию с учетом ее экспортных возможностей, экономическая целесообразность разработки национальных норм и правил на базе рекомендаций МЭК привели к выявлению определенной тенденции в соотношении между работами по национальной и международной стандартизации. Она предполагает известное опережение работ по международной стандартизации по отношению к национальной, т. е. создание рекомендаций МЭК до того, как разработаны аналогичные национальные требования. При этом расходы на международную стандартизацию окупаются экономией в затратах на подготовку национального стандарта и получаемым выигрышем во времени. Опыт работы МЭК показал, что согласование национальных правил и норм, ставших традиционными, длится годами и связано с большими финансовыми затратами для стран, вынужденных перестраивать производство в соответствии с международными требованиями. Показательна в этом отношении постановка вопроса проф. Айере о стандартизации последующей после 750 кВ ступени напряжения. Указав на существующие в ряде стран различия в номинальных и наивысших напряжениях этого класса (Канада — 735/765 кВ, СССР — 750/787 кВ, США — 765/800 кВ) он предложил не принимать национальных стандартов в этой области до того, как в Международной конференции по большим электрическим сетям высокого

напряжения (СИГРЭ) не будут подвергнуты изучению технико-экономические обоснования предлагаемых величин напряжения в диапазоне 1 000—1 500 кВ и пока МЭК не нормализует соответствующую величину.

Следствием указанной тенденции является стремление для новых типов аппаратуры и оборудования согласовывать основные параметры, могущие обеспечить их унификацию, на более ранней стадии цикла «исследование — разработка — опытное освоение — производство». Таким образом, международный стандарт призван не только фиксировать достигнутый уровень, но и определять будущее развитие новых видов оборудования. Примером могут служить предпринятые в МЭК работы по бытовым микроволновым плитам и по электромобилям. Указанный подход требует в свою очередь привлечения к работе в МЭК как высококвалифицированных специалистов от промышленности, так и от исследовательских организаций.

Возросшая роль международной стандартизации для национальных работ в этой области, активизация стран-членов в деятельности МЭК потребовали резкого увеличения расходов стран по участию в МЭК. Эти расходы за последние 15 лет удваивались каждые 4 года. Они складываются из уплаты членских взносов, затрат на ведение секретариатов, командирования специалистов на заседания МЭК и т. д. По данным Центрального бюро ежегодно в заседаниях МЭК принимают участие до 2 000 делегатов. При подготовке документов к совещаниям внутри отдельных стран на каждого выезжающего привлекаются еще 20 специалистов в среднем. В западноевропейских странах увеличение расходов на международную стандартизацию рассматривается как необходимое для развития национальных экономик, тесно связанных с внешним рынком. В США, где на протяжении долгого времени доля внешней торговли составляла незначительную часть по отношению к национальному продукту, оно наталкивается на известное сопротивление. Однако с середины 60-х годов США резко расширили свое участие в МЭК в целях противодействия растущей конкуренции со стороны западноевропейских стран на мировом рынке. Членский взнос США в МЭК, как и для Англии, СССР, Франции и ФРГ, составляет 9% от общей суммы взносов и достигнет в 1971 г. 51 тыс. долларов. Расходы США на ведение секретариатов комитетов и подкомитетов в 1970 г. составили 200 000 долларов, а общие затраты на участие в МЭК в том же году по подсчетам председателя национального комитета США достигли 2,5 млн. долларов, включая стоимость времени специалистов, привлекаемых к этой работе.

Достигнутый уровень международной стандартизации в электротехнике и электронике характеризуется распространением и использованием рекомендаций МЭК. В этом отношении показателем роста продажи публикаций МЭК Центральным бюро в различные страны. В 1954 г. поступления от их продажи составляли незначительную долю бюджета МЭК, а в 1970 г. они достигли 26% ее доходов, или 177 000 долларов.

Наблюдавшееся в начале 60-х годов заимствование отдельных требований, заложенных в рекомендациях МЭК, при составлении национальных правил сменилось принятием их текста полностью в качестве национальных стандартов. Опыт западноевропейских стран показал, что частичное использование рекомендаций МЭК в стандартах отдельных стран не дает желаемого эффекта во внешней торговле, которого следовало бы ожидать от международной стандартизации, поскольку оно не устраняет различий между ними и не облегчает их сравнение. В связи с этим по инициативе ряда стран была принята установка, отраженная в преамбуле к публикациям МЭК, на полное принятие их текста в национальном стандарте, насколько это позволяют условия отдельной страны. Причем рекомендуется также оговаривать в национальном стандарте существенные расхождения с соответствующей рекомендацией.

Наиболее полно рекомендации МЭК принимаются в западноевропейских странах. В Швейцарии, например, рекомендации МЭК используются непосредственно без перевода или с добавлением немецкого текста и титульного листа, указывающего, что данная рекомендация принята в качестве национального стандарта. В 1967 г. в Швейцарии 104 рекомендации МЭК были приняты полностью и 28 с небольшими изменениями. В Бельгии с 1967 г. санкционировано полное воспроизведение текста рекомендаций в национальных стандартах, если они принимаются в качестве таковых. В этой стране существует, кроме того, практика временного введения в действие вновь изданных рекомендаций МЭК до того, как будет разработан соответствующий национальный стандарт на их основе. В Швеции и во Франции национальные стандарты, основанные на рекомендациях МЭК, снабжаются примечаниями, указывающими на расхождение отдельных национальных требований с международными. Высокой степенью использования рекомендаций МЭК отличаются стандарты ФРГ. Практически во всех странах разработка и пересмотр стандартов осуществляется с учетом рекомендаций МЭК. Широкому использованию рекомендаций МЭК во всем мире способствовали важность внешнего рынка и международного научно-технического обмена для развития электротехники и электроники.

МЭК сотрудничает с большим числом международных организаций (26), в том числе ИСО, СИГРЭ, Международным союзом производителей и потребителей электроэнергии (ЮНИПЭД), Европейской экономической комиссией ООН (Комитет по электроэнергии), Международной консультативной комиссией по радиосвязи (МККР), Международной комиссией по телеграфии и телефонии (МККТТ) и т. д.

На деятельности МЭК начинает сказываться работа региональных организаций по стандартизации и, в частности, Европейского комитета по координации электротехнических стандартов (СЭНЭЛ), объединяющего страны Европейского экономического сообщества и Европейской ассоциации свободной торговли. Эти страны выступают в МЭК с согласованной позицией по некоторым

вопросам, имеющей целью проведение западноевропейской практики в международные рекомендации.

Международная стандартизация, несмотря на достигнутые успехи, сталкивается с рядом трудностей. К ним относятся сложность согласования национальных практик, длительность внедрения международных рекомендаций, ожесточение конкуренции как побочный результат международной унификации, взаимоотношение между региональной и мировой стандартизацией, языковые трудности. Однако тенденция современного этапа развития заключается в дальнейшем расширении работ по международной стандартизации. Устранение от этой деятельности может отрицательно сказаться на внешнеэкономических связях и на научно-техническом развитии отдельных стран.

Участие СССР в МЭК возглавляется Комитетом по участию СССР в международных энергетических объединениях, при котором действует Советский национальный комитет МЭК. К началу 1970 г. 91 рабочая группа Советского национального комитета, созданная при ведущих предприятиях 19 министерств и ведомств, обеспечивала наше участие во всех технических комитетах и подкомитетах МЭК. Кроме того, ряд других министерств принимает участие в этой работе путем включения своих представителей в указанные рабочие группы.

Связь с Комитетом стандартов, мер и измерительных приборов в работе по МЭК осуществляют Комитеты СовМЭК, министерства, их головные организации по стандартизации, курирующие деятельность советских рабочих групп, находящихся в ведении их министерств, и непосредственно рабочие группы.

Для облегчения ознакомления с рекомендациями МЭК фонды этих рекомендаций созданы в ВИНТИ, во Всесоюзном информационном фонде стандартов, в центральных научно-технических библиотеках и в ряде министерств. При содействии заинтересованных ведомств рекомендации МЭК издаются на русском языке.

Участие Советского национального комитета в работе МЭК направлено на использование международных рекомендаций при разработке и пересмотре действующих отечественных стандартов и других нормативных документов и на внедрение отечественных требований в эти рекомендации. Использование рекомендаций МЭК имеет целью способствовать решению задач государственной стандартизации по установлению общих требований и методов испытаний, предусматривающих улучшение основных характеристик, увеличение срока службы, повышение качества и надежности изделий, повышение их конкурентоспособности на мировом рынке. Работа МЭК учитывается также в работах по стандартизации, осуществляемой по линии СЭВ.

За прошедшее десятилетие были достигнуты значительные результаты в сближении государственных и отраслевых стандартов в области электротехники и электроники с рекомендациями МЭК. Благодаря многолетней работе советских рабочих групп удалось согласовать целый ряд требований

с международными, что облегчило внедрение соответствующих рекомендаций МЭК в отечественные стандарты. К началу 1970 г. только по линии Министерства электротехнической промышленности и Министерства электронной промышленности 203 рекомендации МЭК нашли полное или частичное отражение в 265 государственных и отраслевых стандартах и нормалях. Ряд отечественных стандартов послужил основой для разработки рекомендаций МЭК. Так, ГОСТ 10162-62 был использован в качестве базового документа при подготовке рекомендации 34-4 «Методы экспериментального определения параметров синхронных машин». В дальнейшем новое издание этого ГОСТ было откорректировано с учетом указанной рекомендации.

Рекомендации МЭК используются при поставках отечественного оборудования в зарубежные страны. Например, на базе требований МЭК была составлена рабочая программа приемо-сдаточных испытаний отечественных гидрогенераторов для Асуанской ГЭС.

Рекомендации МЭК учитываются при проведении отраслевой аттестации для определения требований к аттестуемой продукции. Так, на основе требований МЭК были аттестованы трехфазные электродвигатели серии А2 и электрические лампы накаливания общего освещения с повышенной светоотдачей Рижского электролампового завода и другие изделия.

Советский национальный комитет принимает участие во всех формах работы МЭК. К концу 1970 г. мы вели секретариаты шести технических комитетов и подкомитетов, в том числе по определению параметров синхронных и асинхронных машин, системам изоляции, пьезоэлектрическим устройствам для стабилизации и выделения частоты, ультразвуку, аналоговым вычислительным устройствам, преобразователям для электропередач постоянного тока высокого напряжения. Кроме того, советские специалисты возглавляют рабочие группы МЭК по терминологии в области производства, передачи и распределения электроэнергии, по измерению вибраций гидромашин, мощным ультразвуковым преобразователям и др. Два советских специалиста являются председателями технических комитетов МЭК — академик В. И. Попов в комитете № 42 «Техника высоковольтных испытаний» и д. т. н. Л. Г. Мамиконянц в подкомитете 2Ж «Определение параметров синхронных и асинхронных машин». Почти ежегодно Комитет СовМЭК совместно с заинтересованными министерствами проводит заседания МЭК на территории СССР.

Развитие экономических и научно-технических связей СССР с зарубежными странами делает необходимой дальнейшую активизацию работы по участию в МЭК.

Приложение. Краткая характеристика деятельности технических комитетов, представляющих наибольший интерес для электроэнергетики.

Технический комитет № 2 «Вращающиеся машины». Область действия: разработка рекомендаций на технические условия и методы испытаний для вращающихся машин без ограничения мощности и размеров, за исключением двигателей для электроподвижного состава и новых электродвига-

телей. Разработаны рекомендации по следующим вопросам: номинальные значения и рабочие характеристики электрических машин любой мощности и напряжения, методы определения к. п. д., номинальные величины и характеристики трехфазных турбогенераторов на 50 гц, методы экспериментального определения параметров синхронных машин, виды защитных оболочек и способы охлаждения, номинальные размеры и мощности электродвигателей (индукционных переменного тока напряжением до 600 в и частотой 50 и 60 гц), размеры крепежных фланцев, размеры щеток и щеткодержателей, коллекторов и контактных колец, методы измерения сопротивления обмоток машин переменного тока при работе на переменном напряжении. Находятся в стадии изучения: определение допустимых уровней шумов и вибраций, встроенная тепловая защита, устройства заземления, согласование размеров и мощностей электродвигателей, определение параметров асинхронных машин, методы определения физических свойств щеток, система обозначений.

Технический комитет № 4 «Гидравлические турбины». Область действия: разработка рекомендаций по гидравлическим вращающимся машинам и вспомогательному к ним оборудованию, используемому в гидроэнергетическом строительстве. Разработаны рекомендации по следующим вопросам: правила и нормы натурных приемочных испытаний гидротурбин, приемочные испытания моделей гидротурбин, правила и нормы приемочных испытаний моделей насосов аккумулятирующих станций, правила натурных испытаний этих насосов, правила испытаний регуляторов гидротурбин, приемочные кавитационные испытания моделей гидротурбин. Находятся на изучении: измерение вибраций гидромашин, правила технической эксплуатации, исследование и оценка эрозии, вызываемой кавитацией, унификация исследований моделей гидромашин, пересмотр правил приемо-сдаточных испытаний гидротурбин, относительный метод определения к. п. д. гидромашин, масштабный эффект.

Технический комитет № 5 «Паровые турбины». Область действия: разработка рекомендаций на технические условия и методы испытаний паровых турбин. Разработаны рекомендации на: технические условия для поставки мощных паровых турбин (пересмотрена в 1968 г.), правила приемо-сдаточных испытаний паровых турбин (в ближайшее время будут пересматриваться).

Технический комитет № 8 «Номинальные напряжения, токи и частоты». Область действия: определение напряжений сетей и оборудования и установление их номинальных значений, установление стандартных значений токов и частот для машин и аппаратуры. Основная рекомендация этого комитета распространяется на номинальные напряжения для электропередач и распределительных сетей переменного тока и для аппаратуры, предназначенной для использования в этих системах на частотах 50 и 60 гц, а также для электротяги на постоянном и переменном токе. Готовится шестое издание этой рекомендации. Изданы также рекомендации по рядам стандартных частот и по стандартным частотам для установок централизованного дистанционного управления. Находятся на изучении: ряды напряжений переменного тока ниже 100 в и ряды напряжений постоянного тока ниже 750 в. С деятельностью этого комитета тесно связана работа комитета № 30 по сверхвысоким напряжениям, который должен возобновить свою деятельность в связи с определением ступени напряжения после 750 кВ.

Технический комитет № 10 «Жидкие и газообразные диэлектрики». Область деятельности: разработка рекомендаций на технические условия и методы испытаний указанных материалов. Изданы рекомендации по следующим вопросам: методы оценки устойчивости к окислению изоляционных масел, методы определения электрической прочности изоляционных масел, технические условия на новые изоляционные масла для трансформаторов и выключателей. Находятся на изучении: правила эксплуатации минеральных масел, методы отбора проб изоляционных масел, синтетические углеводороды, устойчивость к окислению ингибированных масел, кабельные масла, технические условия и методы испытаний аскарей, контроль пробивного напряжения и периодический анализ шестифтористой серы из электрических аппаратов в эксплуатации.

Технический комитет № 14 «Силовые трансформаторы». Область деятельности: разработка технических условий на трансформаторы без ограничения напряжения и мощности, которые могут распространяться на многофазные трансформаторы, включая автотрансформаторы, для силовых и освети-

тельных установок номинальной мощностью от 1 кВа в случае однофазных трансформаторов и от 5 кВа для многофазных трансформаторов. Разработаны рекомендации по следующим вопросам: силовые трансформаторы (пересмотрена в 1967 г.), переключатели обмоток силовых трансформаторов под нагрузкой, реакторы, руководство по нагрузочной способности масляных трансформаторов. Находятся на изучении: пересмотр рекомендации на силовые трансформаторы с учетом превышения температуры обмоток при принудительном охлаждении направленным потоком масла; руководство по применению рекомендаций по переключению ответвлений обмоток под нагрузкой.

Технический комитет № 15 «Изоляционные материалы». Область деятельности: разработка рекомендаций на твердые изоляционные материалы. Разработаны рекомендации по следующим вопросам: методы измерения удельного объемного и поверхностного сопротивления, методы определения показателя сопротивления твердых изоляционных материалов образованию проводящих мостиков во влажной среде, стандартные условия проведения испытаний, подготовка к проведению испытаний на теплостойкость, методы определения электрической прочности на промышленных частотах, испытательные камеры для измерения удельного сопротивления жидких изоляционных материалов, методы испытаний на теплостойкость эмальпроводов и изоляционных лаков, методы определения проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь электроизоляционных материалов при промышленных, слышимых и разносточастотах. Находятся на изучении: технические условия на полимеризующиеся компаунды без растворителя, метод определения электрических свойств изоляционных материалов на частотах свыше 300 МГц, вискозиметрический метод оценки полимеризации бумаг, руководство по температурной индексации, новые методы краткосрочных оценок изоляционных материалов, технические условия на лакоткани, изоляционную бумагу, методы испытаний липких лент, чувствительных к давлению и др.

Технический комитет № 17 «Коммутационная аппаратура». Область деятельности: разработка рекомендаций на выключатели, переключатели, контакторы, пускатели, разъединители промышленного применения. В составе этого комитета два подкомитета занимаются высоковольтной аппаратурой — 17А по высоковольтным выключателям и 17С по комплектным распределительным устройствам. Основная рекомендация ПК 17А по техническим условиям для выключателей переменного тока распространяется на правила, относящиеся к условиям короткого замыкания, работе в условиях нормальной нагрузки, уровню изоляции, выбору выключателей по условиям эксплуатации, монтажу, координации номинальных напряжений, мощностей отключения и токов, руководство по испытаниям на отключение ненагруженных воздушных линий, ненагруженных кабельных линий, шунтирующих конденсаторных батарей. Разработаны также рекомендации по разъединителям и заземлителям переменного тока, высоковольтным переключателям, испытанию выключателей на коммутацию в режиме рассогласования фаз. Находятся на изучении: методы определения форм волн переходного восстанавливающегося напряжения, синтетические испытания выключателей, применение искусственных испытательных линий, пересмотр рекомендаций по разъединителям. Подкомитетом 17С разработана рекомендация по комплектным распределительным устройствам.

Технический комитет № 22 «Силовые статические преобразователи» в 1970 г. переименован на «Промышленная электроника» в связи с распространением его деятельности на электронное оборудование, предназначенное для преобразования и коммутирования электрической энергии. Разработаны рекомендации по следующим вопросам: ртутные выпрямители, игнитроны, применяемые в сварочных аппаратах, полупроводниковые моно- и полукристаллические выпрямительные элементы, устройства и оборудование. Находятся на изучении: полупроводниковые преобразователи для приводов постоянного тока, самокоммутирующие инверторы и преобразователи, однофазные тиристорные тяговые преобразователи, преобразователи для электропередач постоянного тока высокого напряжения, стабилизированные источники питания электронной аппаратуры и другие вопросы.

Технический комитет № 28 «Координация изоляции». Область деятельности: определение основных принципов координации изоляции, установление серий стандартных уровней изоляции, основных испытаний, включаемых в технические

условия на отдельные виды оборудования для обеспечения этих уровней, указание по выбору уровней в зависимости от защитных устройств против перенапряжений. Основная рекомендация этого комитета, посвященная перечисленным выше вопросам, в настоящее время пересматривается в связи с включением в нее правил по координации изоляции для сверхвысоких напряжений. Находятся на изучении вопросы координации изоляции для оборудования, не подверженного грозовым перенапряжениям, со сниженными нормами испытательных напряжений, и координация изоляции для систем ниже 1 000 в.

Технический комитет № 36 «Изоляторы». Область деятельности: разработка рекомендаций на технические условия и методы испытаний вводов, изоляторов для воздушных линий, подстанционных изоляторов и на сборку их элементов. Изданы рекомендации по следующим вопросам: шарнирные соединения гирлянды изоляторов, вводы на напряжение свыше 1 000 в (пересматривается), испытания опорных изоляторов для наружной и внутренней установки напряжением свыше 1 000 в, методы испытаний изоляторов штыревых для подвесных линий электропередачи напряжением свыше 1 000 в, испытания больших полых фарфоровых покрышек, применяемых в электрических установках, размеры опорных изоляторов для наружной и внутренней установок на напряжение свыше 1 000 в, испытания керамических и стеклянных изоляторов для воздушных линий напряжением свыше 1 000 в, характеристики элементов гирлянды изоляторов типа шапка — шпилька. Находятся на изучении: испытания изоляторов на радиопомехи, на искусственное загрязнение, размеры и методы испытаний изоляторов для высоковольтных электропередач постоянного тока, размеры и испытания изоляторов, предназначенных для выдерживания коммутационных напряжений, размеры опорных изоляторов из органических материалов для внутренней установки, замковые устройства для элементов гирлянды изоляторов типа шапка — шпилька, электромеханические испытания элементов гирлянды изоляторов, размеры цилиндрических опорных изоляторов наружной установки с внутренней металлической арматурой, испытания небольших полых фарфоровых и других аппаратных изоляторов без металлической арматуры и т. д.

Технический комитет № 37 «Разрядники». Область деятельности: разработка рекомендаций на технические условия и испытания разрядников для сетей переменного тока напряжением свыше 120 в, состоящие из одного или нескольких искровых промежутков, последовательно соединенных с одним или несколькими сопротивлениями, и разрядников, состоящих из одного или нескольких искровых промежутков, последовательно соединенных с разрядной камерой. Разработаны рекомендации на вентильные и трубчатые разрядники. Разрабатываются вопросы, связанные с применением разрядников в системах напряжением свыше 300 кВ и испытаниями разрядников в условиях загрязнения.

Технический комитет № 42 «Техника испытаний высоким напряжением». Область деятельности: разработка рекомендаций по испытаниям высоковольтной аппаратуры, включая испытания на переменном и постоянном токе, импульсные испытания при высоких значениях силы тока. Основная рекомендация этого комитета по высоковольтным испытаниям в настоящее время пересматривается. Разработана также рекомендация по измерению частичных разрядов. На изучении находятся вопросы, связанные с определением требований к измерительным приборам, применяемым для высоковольтных испытаний.

Технический комитет № 63 «Системы изоляции». Область деятельности: изучение принципов и теории общей оценки изоляционных систем, подготовка рекомендаций для программ и методов функциональных испытаний, предназначенных для оценки изоляционных систем и их пригодности для использования в электрооборудовании, классификация изоляционных систем по их способности выдерживать комплекс важнейших эксплуатационных воздействий. Этот комитет, созданный в 1967 г., изданными рекомендациями не располагает. Готовятся документы по следующим вопросам: условия работы изоляции отдельных видов оборудования, термическая классификация систем изоляции, частные методики испытаний систем изоляции для различных видов оборудования: турбогенераторов, высоковольтных двигателей, тяговых двигателей, кабелей.



Исследование характеристик импульсного регулятора напряжения при питании его от источника ограниченной мощности

Канд. техн. наук Ф. Ф. ГАЛТЕЕВ и инж. Е. Г. ОРЛОВ

Москва

Для регулирования напряжения синхронных генераторов малой мощности широко применяются импульсные полупроводниковые регуляторы. Импульсный режим работы регуляторов обеспечивается за счет воздействия на вход усилителя регулятора с релейной характеристикой внешнего периодического сигнала (вибрационная линеаризация релейного усилителя). Для обеспечения линейности характеристики регулятора в качестве периодического сигнала используют сигнал пилообразной формы [Л. 1].

Рассматриваемые регуляторы питаются от регулируемого генератора через выпрямитель. Регулирование напряжения осуществляется воздействием на обмотку подмагничивания спинки якоря генератора или на обмотку возбуждения [Л. 2 и 3].

Импульсный характер потребляемого регулятором тока в случае источника питания ограниченной мощности вызывает пульсации его напряжения с частотой работы регулятора. Эти пульсации приводят к искажению характеристик регулятора и могут вызвать режим бийений в его работе.

В статье исследуются характеристики импульсных полупроводниковых регуляторов «возбуждения» и «подмагничивания» синхронных генераторов при питании их от источника ограниченной мощности.

Электрическая схема системы «источник питания — регулятор» приведена на рис. 1, а, где обозначено: r — приведенное сопротивление источника питания; P — регулятор; i_0 — ток в обмотке управления; U — регулируемое (входное) напряжение; C — емкость фильтра; E — эквивалентная э. д. с. источника питания; K — ключ — выходной каскад регулятора.

Комплекс «источник питания — регулятор» относится к системам со скачкообразно изменяющейся структурой. На структурной схеме рис. 1, б и в статье также обозначено: k_0 , T_0 — коэффициент передачи и постоянная времени обмотки управления; $T_1 = rC$ — постоянная времени источника питания; $k_{\text{ч.в}}$ — коэффициент передачи чувствительного элемента регулятора; U_0 — уставка; σ_1 и σ_2 — напряжения срабатывания и отпускания усилителя с релейной характеристикой; $f(t)$ — внешний периодический сигнал пилообразной формы.

Знак «—» на схемах и далее в соотношениях относится к регулятору «возбуждения», а «+» — к регулятору «подмагничивания».

Введем допущения.

Напряжение, подводимое посредством ключа K к обмотке управления, постоянно по величине и равно среднему за период переключения регулятора T напряжению $U - U_{\text{ср}}$.

Импульсы тока, потребляемого от источника питания при замкнутом K , имеют вид прямоугольника с длительностью $T_{\text{и}}$

и амплитудой $i_{0.\text{ср}}$, равной среднему значению тока i_0 за время $T_{\text{и}}$:

$$i_{0.\text{ср}} = \frac{U_{\text{ср}}}{r_0} \left(1 - \frac{\lambda_{00}}{\beta_0 \gamma} \right), \quad (1)$$

где r_0 — активное сопротивление обмотки управления; $\beta_0 = \frac{T}{T_0}$ — относительная частота переключения; $\gamma = \frac{T_{\text{и}}}{T}$ — относительная длительность импульсов;

$$\lambda_{00} = \frac{(1 - e^{-\beta_0 \gamma}) [1 - e^{-\beta_0 (1 - \gamma)}]}{1 - e^{-\beta_0}}. \quad (2)$$

При $\beta_0 < 2$, что обычно всегда выполняется, можно использовать приближенное выражение:

$$i_{0.\text{ср}} = \frac{U_{\text{ср}}}{r_0} \gamma. \quad (3)$$

С учетом изложенных допущений структурную схему системы можно преобразовать к виду рис. 1, б, где обозначено:

$$g = \pm k_{\text{ч.в}} (E - U_0). \quad (4)$$

Проинтегрировав уравнение, соответствующее передаточной функции источника для замкнутого и разомкнутого состояний K , получим соотношения для изменения напряжения U :

на участке $0 \leq t \leq t_{\text{и}}$

$$U_1 = E - r i_{0.\text{ср}} + (U_{10} - E + r i_{0.\text{ср}}) e^{-\frac{t}{T_1}}; \quad (5)$$

на участке $T_{\text{и}} \leq t \leq T$

$$U_2 = E + (U_{20} - E) e^{-\frac{t}{T_1}}. \quad (6)$$

Здесь U_{10} , U_{20} — значения напряжения U в моменты срабатывания и отпускания реле соответственно.

Для установившегося режима работы

$$U_{10} = E - r i_{0.\text{ср}} \lambda_{31}; \quad (7)$$

$$U_{20} = E - r i_{0.\text{ср}} \lambda_{21}, \quad (8)$$

где

$$\lambda_{21} = \frac{1 - e^{-\beta_1 \gamma}}{1 - e^{-\beta_1}}; \quad \lambda_{31} = \frac{e^{-\beta_1 (1 - \gamma)} - e^{-\beta_1}}{1 - e^{-\beta_1}}; \quad \beta_1 = \frac{T}{T_1}.$$

Размах пульсации напряжения U , обусловленный работой регулятора,

$$\frac{\Delta U}{U_{\text{ср}}} = \xi \gamma \lambda_{01}, \quad (9)$$

где $\xi = \frac{r}{r_0}$; λ_{01} — определяется соотношением (2) при $\beta = \beta_1$.

Условия срабатывания реле

$$\sigma = \sigma_1; \quad (10)$$

$$\sigma_{+0} > 0. \quad (11)$$

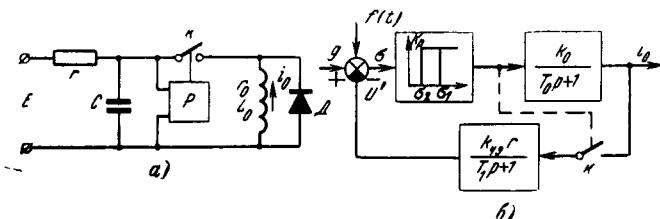


Рис. 1.

Условия отпущения реле:

$$\sigma = \sigma_2; \quad (12)$$

$$\dot{\sigma}_{+0} < 0. \quad (13)$$

Входной сигнал усилителя (рис. 1, б)

$$\sigma = f(t) + g \pm U', \quad (14)$$

где U' — напряжение на выходе чувствительного элемента с учетом соотношения (4).

При пилообразном сигнале $f(t)$ с амплитудой A можно записать для нарастающего и спадающего фронтов соответственно:

$$f_1(t) = \frac{A}{\mu_1} (T_n + t - \mu_2 - \varphi); \quad (15)$$

$$f_2(t) = \frac{A}{\mu_2} (\mu_2 + \varphi - t), \quad (16)$$

где μ_1, μ_2 — длительность нарастающего и спадающего фронтов; φ — сдвиг фаз сигнала $f(t)$ и импульсов на выходе усилителя, определяемый промежутком между максимальным значением сигнала и моментом срабатывания реле.

В соответствии с (10), (12), (14)–(16) запишем для моментов переключения реле:

$$\left. \begin{aligned} g + \frac{A}{\mu_1} (T - \mu_2 - \varphi) - (\pm k_{\text{ч.э}} i_{\text{о.ср}} \lambda_{31}) &= \sigma_1; \\ g + \frac{A}{\mu_2} (\mu_2 - T_n + \varphi) - (\pm k_{\text{ч.э}} i_{\text{о.ср}} \lambda_{21}) &= \sigma_2. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Исключая из системы (17) величину φ и выражая g через (4), получим с учетом (3) выражение для характеристики регулятора:

$$U_{\text{ср}} = \frac{k_{\text{ч.э}} U_0 \pm A(\gamma - 1) \pm \mu'_1 \sigma_1 \pm \mu'_2 \sigma_2}{k_{\text{ч.э}} \theta}, \quad (18)$$

где

$$\mu'_1 = \frac{\mu_1}{T}; \quad \mu'_2 = \frac{\mu_2}{T}; \quad \theta = 1 + \xi \gamma^2 - \xi \gamma (\mu'_1 \lambda_{31} + \mu'_2 \lambda_{21}). \quad (19)$$

Уравнение (19) позволяет рассчитать характеристику регулятора $\varphi = \psi(U_{\text{ср}})$ с учетом параметров источника питания.

Влияние источника питания сказывается на нарушении линейности этой характеристики. Степень ее отклонения от линейной определяется значением θ и увеличивается с возрастанием ξ . Большую линейность характеристики регулятора при учете параметров источника питания обеспечивает симметричный сигнал $f(t)$ при $\mu_1 = \mu_2$.

Характеристика (18) имеет место при устойчивой (синхронной) работе регулятора с определяемой сигналом $f(t)$ частотой и отсутствии скользящего режима при переключениях [работа с частотой, значительно большей частоты сигнала $f(t)$].

Условия синхронного режима работы регулятора в рассматриваемой системе сводятся к условиям существования режима вынужденных колебаний с периодом T :

$$\left. \begin{aligned} 0 \leq \varphi \leq \mu_1; \\ \gamma T - \mu_2 \leq \varphi \leq \gamma T. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Найдя из (17) значение φ и используя неравенства (20), получим с учетом (3) и (18) условия синхронного режима работы регулятора:

$$\left. \begin{aligned} A \geq A_{1\text{кр}} &= -\frac{F}{\theta - \mu'_2 \xi (1 - \gamma) \lambda_{01}} \frac{\mu'_2}{\gamma}; \\ A \geq A_{2\text{кр}} &= \frac{F}{\theta + \mu'_2 \xi \gamma \lambda_{01}} \frac{\mu'_2}{1 - \gamma}; \\ A \geq A_{3\text{кр}} &= -\frac{F}{\theta - \mu'_1 \xi \gamma \lambda_{01}} \frac{\mu'_1}{1 - \gamma}; \\ A \geq A_{4\text{кр}} &= \frac{F}{\theta + \mu'_1 \xi (1 - \gamma) \lambda_{01}} \frac{\mu'_1}{\gamma}; \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

где

$$F = \xi \gamma \lambda_{01} (k_{\text{ч.э}} U_0 \pm \mu'_1 \sigma_1 \pm \mu'_2 \sigma_2) \pm \theta (\sigma_2 - \sigma_1). \quad (22)$$

В регуляторах «возбуждения» условия (11) и (13) выполняются всегда, при этом режим скольжения отсутствует.

В регуляторах «подмагничивания» условия (11) и (13) часто не выполняются, при этом, если для $t \leq \varphi$ при замкнутом K $\sigma(t) \leq \sigma_2$, а для $t \leq \mu_2 + \varphi - T_n$ при разомкнутом K $\sigma(t) \geq \sigma_1$, возникает скользящий режим.

Запишем условие отсутствия скользящего режима при срабатывании реле с учетом (11) и (13):

$$\begin{aligned} A > A_c = \\ = \frac{\xi \gamma (1 - \lambda_{31}) (1 - e^{-\beta_1 \varepsilon_1}) [k_{\text{ч.э}} U_0 + \mu'_1 \sigma_1 + \mu'_2 \sigma_2] - \theta (\sigma_1 - \sigma_2)}{\mu'_1 \xi \gamma (1 - \gamma) (1 - \lambda_{31}) (1 - e^{-\beta_1 \varepsilon_1}) + \theta \varepsilon_1} \mu'_1, \end{aligned} \quad (23)$$

где

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{\beta_1} \ln \frac{\mu'_1 \xi \gamma \beta_1 (1 - \lambda_{31}) [k_{\text{ч.э}} U_0 - A_c (1 - \gamma) + \mu'_1 \sigma_1 + \mu'_2 \sigma_2]}{A_c \theta} \left. \begin{aligned} \text{при } \varepsilon_1 \leq \frac{\varphi}{T}; \\ \varepsilon_1 = \frac{\varphi}{T} \text{ при } \varepsilon_1 > \frac{\varphi}{T}. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Условие отсутствия скользящего режима при отпущении реле

$$\begin{aligned} A > A_0 = \\ = \frac{\xi \gamma \lambda_{21} (1 - e^{-\beta_2 \varepsilon_2}) (k_{\text{ч.э}} U_0 + \mu'_1 \sigma_1 + \mu'_2 \sigma_2) - \theta (\sigma_1 - \sigma_2)}{\mu'_2 \xi \gamma (1 - \gamma) \lambda_{21} (1 - e^{-\beta_2 \varepsilon_2}) + \theta \varepsilon_2} \mu'_2, \end{aligned} \quad (25)$$

где

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{\beta_2} \ln \frac{\mu'_2 \xi \gamma \beta_2 \lambda_{21} [k_{\text{ч.э}} U_0 - A_0 (1 - \gamma) + \mu'_1 \sigma_1 + \mu'_2 \sigma_2]}{A_0 \theta} \left. \begin{aligned} \text{при } \varepsilon_2 \leq \mu'_2 + \frac{\varphi}{T} - \gamma; \\ \varepsilon_2 = \mu'_2 + \frac{\varphi}{T} - \gamma \text{ при } \varepsilon_2 > \mu'_2 + \frac{\varphi}{T} - \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

При $\sigma_1 = \sigma_2$ условия (23)–(26) упрощаются и сводятся к условиям (11) и (13):

$$A > A_c = \frac{\xi \gamma \beta_1 (1 - \lambda_{31}) (k_{\text{ч.э}} U_0 + \mu'_1 \sigma_1 + \mu'_2 \sigma_2)}{\mu'_1 \xi \gamma (1 - \gamma) \beta_1 (1 - \lambda_{31}) + \theta} \mu'_1; \quad (27)$$

$$A > A_0 = \frac{\xi \gamma \lambda_{21} \beta_2 (k_{\text{ч.э}} U_0 + \mu'_1 \sigma_1 + \mu'_2 \sigma_2)}{\mu'_2 \xi \gamma (1 - \gamma) \beta_2 \lambda_{21} + \theta} \mu'_2, \quad (28)$$

которые проще и удобнее для предварительной оценки возможностей возникновения скользящих режимов в системе. Условия (27) и (28) при $\sigma_1 \neq \sigma_2$ дают завышенные значения A_c и A_0 .

На рис. 2 приведены области существования синхронных и скользящих режимов в системе «источник питания — регулятор» с регуляторами типа «подмагничивание» при пилообразном сигнале вида: $\mu_1 = 0$, $\mu_2 = T$ и $\mu_2 = 0$, $\mu_1 = T$ ($\beta_1 = 10$, $\xi = 0,005$, $k_{\text{ч.э}} = 5$).

Там же кружочками показаны экспериментальные точки.

Анализ рисунка показывает, что моменты возникновения режимов биений (не синхронных) и скользящих режимов определяются параметрами источника питания и регулятора ($\xi, \beta_1, k_{\text{ч.э}}$), видом пилообразного сигнала и уровнем входного сигнала (E, γ). С увеличением гистерезиса реле $\Delta \sigma$ область существования скользящих режимов сужается.

Необходимо отметить, что в приведенных соотношениях не учитываются разрывы характеристики $\gamma = \psi(U_{\text{ср}})$ вблизи

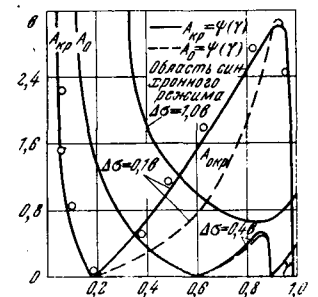


Рис. 2.

Эффект полого катода в системе разнопотенциальных промежуточных электродов высоковольтных газоразрядных вентилях

Канд. физ.-матем. наук Л. Ю. АБРАМОВИЧ и инж. В. А. ГОМЗИН

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

В высоковольтных газоразрядных вентилях часто используются промежуточные электроды с внешним делителем напряжения, обеспечивающие более равномерное распределение обратного напряжения в пространстве между анодом и управляющей сеткой. Однако в области анодно-сеточного узла при определенных условиях в непроводящий период может возникать самостоятельный тлеющий разряд, приводящий к нарушению равномерности распределения (срыву деления) обратного напряжения и, как следствие этого, к обратным зажиганиям. Возникновение самостоятельного тлеющего разряда существенно облегчается, когда в анодно-сеточном узле существует интенсивная остаточная плазма и какие-либо из элементов анодно-сеточного узла, находящиеся в непроводящий период под отрицательным относительно остаточной плазмы потенциалом, имеют полости. Такими полостями могут служить углубления в аноде [Л. 1], отверстия в делящих электродах [Л. 2 и 3] и секции, ограниченные промежуточными электродами [Л. 4]. Системы последнего типа, носящие название разнопотенциальных полых катодов, были подвергнуты тщательному исследованию [Л. 5—7], показавшему наличие в них заметного эффекта полого катода¹. Это обстоятельство подтверждает тот факт, что даже использование тонких промежуточных электродов, практически свободных от эффекта полого катода в отверстиях, не может гарантировать отсутствия горения разряда с полым катодом в непроводящий период и возникающего вследствие этого срыва деления напряжения.

В статье приведены результаты исследования в широком диапазоне разрядных токов эффекта полого катода при горении тлеющего разряда с разнопотенциальным полым катодом и испытания опосада давления этого эффекта путем экранирования друг от друга разнопотенциальных электродов, образующих полый катод.

Эффект полого катода в системе противлежащих разнопотенциальных электродов. Для выяснения некоторых общих закономерностей, присущих разряду с полым разнопотенциальным катодом, были проведены исследования на разрядной трубке, показанной на рис. 1. Два противлежащих друг другу плоских электрода K и $\mathcal{A}$, образующие систему полого катода, могли принимать различные потенциалы по отношению к кольцеобразному аноду A .

С помощью этой разрядной трубки были сняты вольт-амперные характеристики $U_{AK}=f(I_K)$ при различных значениях отношения $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}$ в качестве параметра (где U_{AK} — напряжение между анодом A и электродом K ; $U_{A\mathcal{A}}$ — напряжение между анодом A и электродом $\mathcal{A}$; I_K — ток в цепи электрода K). При этом значение отрицательного относительно анода потенциала электрода K устанавливалось самопроизвольно в зависимости от разрядного тока, а значение отрицательного потенциала электрода $\mathcal{A}$ задавалось так, чтобы

¹ Количественной мерой проявления эффекта полого катода может служить относительное уменьшение напряжения горения разряда с полым катодом по сравнению с напряжением на разряде с плоским катодом в тех же условиях (при том же разрядном токе, давлении, роде газа и т. п.) [Л. 8].

поддерживать в процессе измерения постоянство параметра $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}$. Рабочими газами служили неон или гелий при давлении 0,5—2 мм рт. ст.

Для уменьшения нагрева электродов и газа эксперименты проводились при пропускании через трубку однофазовых прямоугольных импульсов тока длительностью 500—700 мксек. При малых разрядных токах, когда выделение тепла было ничтожно мало, снятие кривых производилось в режиме постоянного тока.

На рис. 1 приведено типичное семейство вольт-амперных характеристик $U_{AK}=f(I_K)$, снятых в неоне при давлении 1 мм рт. ст., когда расстояние между электродами $\mathcal{A}$ и K равнялось 3 мм. Значения параметра $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}$ соответствовали 0; 0,1; 0,25; 0,5 и 1 (кривые 1—5). При $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}=1$ электроды $\mathcal{A}$ и K имели равные потенциалы, образуя равнопотенциальный полый катод (кривая 5); при $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}=0,5$; 0,25 и 0,1 потенциал электрода $\mathcal{A}$ лежал между потенциалами электрода K и анода (тем ближе к потенциалу анода, чем меньше значение $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}$), благодаря чему электроды $\mathcal{A}$ и K образовывали разнопотенциальный полый катод (кривые 4—2), и, наконец, при $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}=0$ электрод $\mathcal{A}$ был закорочен с анодом, а в качестве катода служил плоский электрод K (кривая 1). Как видно из рис. 1, на всех кривых (кроме кривой, соответствующей случаю $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}=0$, т. е. разряду с плоским катодом) наблюдаются два участка: первый — при малых токах, когда вольт-амперная характеристика существенно положительна и падение напряжения на разряде достигает значения, превышающего один киловольт; второй — при больших токах, когда напряжение на разряде мало зависит от тока и имеет значение около нескольких сотен вольт. Первый участок аналогичен вольт-амперной характеристике плотного тлеющего разряда с плоским катодом [Л. 9], второй — вольт-амперной характеристике тлеющего разряда с полым катодом [Л. 8]. Переход от одной части характеристик к другой происходит при некотором критическом токе $I_{Kкр}$ (с незначительным разбросом) и сопровождается резким изменением напряжения на разряде. Наличие двух участков на рассмотренных кривых можно объяснить тем, что для формирования в катодной полости плазмы, обуславливающей появление эффекта полого катода, необходимо, чтобы сумма толщин областей катодного падения у электродов $\mathcal{A}$ и K была меньше расстояния между этими электродами.

Другим интересным фактом, наблюдаемым на рис. 1, является то, что в то время, как на первом участке вольт-амперной характеристики уменьшение отношения $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}$ приводит к росту напряжения U_{AK} , на втором участке снижение $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}$ до 0,1 почти не влияет на вольт-амперную характеристику, которая остается практически такой же, как в случае равнопотенциального полого катода при $U_{A\mathcal{A}}/U_{AK}=1$. Другими словами, при $I_K > I_{Kкр}$ приближение потенциала одного из отрицательных электродов к потенциалу анода не ослабляет эффекта полого катода даже в том

значений $\gamma=0$ и $\gamma=1$ из-за гистерезиса в характеристике реле.

Полученные соотношения дают возможность рассчитать характеристики регуляторов напряжения при питании их от источника ограниченной мощности и выбрать характеристики пилообразного сигнала, исходя из отсутствия в системе скользких режимов и режимов биений, нарушающих нормальную работу регуляторов.

Сравнение результатов расчета характеристик регуляторов и экспериментальных данных свидетельствует об удовлетворительной точности расчета по приведенной методике (5—10%).

Литература

1. Бунаков В. П. и Гаспаров Р. Г., Полупроводниковые регуляторы напряжения и частоты электрических машин, изд-во «Энергия», 1966.
2. Балагуров В. А. и др., Электрические машины с постоянными магнитами, изд-во «Энергия», 1964.
3. Орлов Е. Г., Регулирование напряжения синхронных генераторов малой мощности, «Электротехника», 1969, № 2.

[5.6.1970]



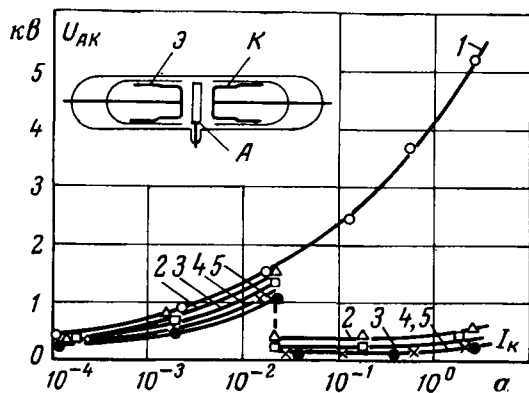


Рис. 1.

случае, когда разность потенциалов между анодом и этим электродом составляет всего лишь 10% разности потенциалов между анодом и вторым отрицательным электродом. Это обстоятельство указывает на то, что даже при большом различии в потенциалах промежуточных электродов в анодном узле высоковольтного вентиля в непроводящий период может в полной мере проявляться эффект полого катода.

Наблюдаемое в присутствии плазмы понижение напряжения зажигания тлеющего разряда с полым катодом может быть объяснено тем, что остаточная плазма сразу обеспечивает разряд с $I_K > I_{K\text{кр}}$, а это соответствует более низкому напряжению горения, чем в конце первого участка вольт-амперной характеристики, через который должен пройти разряд, если его зажигание происходит при отсутствии плазмы.

Эффект полого катода в системе, имитирующей анодно-сеточный узел высоковольтного вентиля. Для исследования эффекта полого катода в системе, аналогичной анодно-сеточному узлу высоковольтного вентиля, и для испытания подавления этого эффекта путем экранирования друг от друга разнотенциальных электродов, образующих полый катод [Л. 4], была использована разрядная трубка, схематически изображенная на рис. 2. В этой трубке электрод 1 и электрод 4 соответственно играли роль анода и катода газоразрядного вентиля, электрод 3 — его промежуточного электрода, а электрод 2 — экранирующего электрода.

Электрод 1 имел плоскую, а электрод 4 чашеобразную рабочие поверхности. Электрод 3 представлял собой диск, в центральной части которого высверливалось 55 отверстий диаметром 3 мм каждое. Толщина электрода в этой части составляла всего 1 мм, благодаря чему исключался эффект полого катода в отверстиях. В качестве экранирующего электрода 2 применялся такой же электрод, как и 3, или электрод, снабженный вместо отверстий жалюзи, встраивающими прямую видимость через электрод. Нерабочие части электродов защищались стеклом, причем на участке контакта с плазмой зазор между стеклом и металлом составлял 0,3 мм. Межелектродные расстояния задавались шлифованными стеклянными шайбами. Разрядная трубка была выполнена разборной, что обеспечивало возможность сравнительно быстрой замены электродов и изменения расстояния между ними. Для получения вакуумного уплотнения места соединения стекла с металлом обмазывались снаружи пинненом или растворенным в толуоле бутилметакрилатом. Кольцевой участок плотного прилегания стеклянных шайб к металлу защищал вакуумное уплотнение от воздействия разряда.

Аналогично тому, как это делалось при исследовании эффекта полого катода в системе противлежащих разнотенциальных электродов, были сняты семейства вольт-амперных характеристик. При этом разрядная трубка, изображенная на рис. 2, имитировала режим анодно-сеточного узла высоковольтного вентиля в обратный период, т. е. электрод 1, выполняющий функции анода вентиля, был более отрицателен, чем электрод 4, выполняющий функции катода вентиля, а электрод 3, играющий роль промежуточного электрода, имел потенциал, лежащий между потенциалами электродов 1 и 4. Электрод 2 (когда он присутствовал в разрядной трубке) служил экраном, предназначенным для подавления эффекта полого катода, и находился под плавающим потенциалом, который был близок к потенциалу плазмы. Были сняты семейства вольт-амперных характеристик $U_{14} = f(I_1)$ при различных

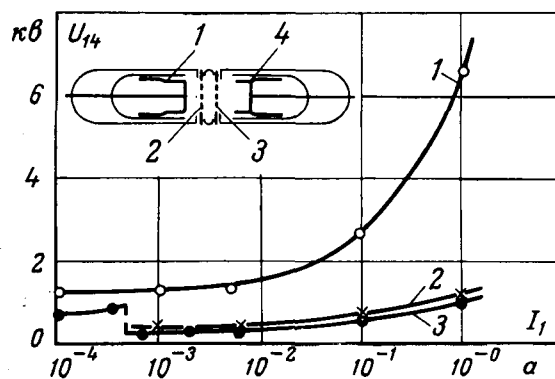


Рис. 2.

значениях отношения U_{34}/U_{14} в качестве параметра (где U_{14} — напряжение между электродами 1 и 4; U_{34} — напряжение между электродами 3 и 4; I_1 — ток в цепи электрода 1). Характеристики снимались при отсутствии электрода 2, с дырчатым электродом 2 и с жалюзийным электродом 2. Эксперименты проводились в неоне при давлении 0,25 мм рт. ст. Расстояние между электродами 3 и 1 равнялось 12 мм. Электрод 2 располагался посредине этого расстояния.

Типичные вольт-амперные характеристики приведены на рис. 2 (без электрода 2) и на рис. 3 (с дырчатым электродом 2). Значениями параметра $U_{34}/U_{14} = 0; 0,5$ и 1 соответствуют кривые 1—3. В случае $U_{34}/U_{14} = 1$ электроды 1 и 3 имели равные между собой потенциалы, образуя равнопотенциальный полый катод; при $U_{34}/U_{14} = 0,5$ потенциал электрода 3 лежал посредине, между потенциалами электродов 1 и 4, благодаря чему электроды 1 и 3 образовывали разнотенциальный полый катод; и, наконец, в случае $U_{34}/U_{14} = 0$ электрод 3 был закорочен с электродом 4, а в качестве катода служил плоский электрод 1.

Анализируя вольт-амперные характеристики на рис. 2 и 3, можно сделать следующие выводы.

1. В системе, имитирующей анодно-сеточный узел вентиля, в условиях, при которых проводились эксперименты, существует заметный эффект полого катода.

2. Наличие дырчатого экрана 2, находящегося под плавающим потенциалом, приводит к существенному подавлению эффекта полого катода.

Следует отметить, что замена дырчатого электрода 2 на жалюзийный не вызывала сильного изменения вольт-амперных характеристик, изображенных на рис. 3.

Были также сняты вольт-амперные характеристики при отсутствии электрода 2, но при вдвое меньшем расстоянии между электродами 1 и 3. При этом эффект полого катода проявлялся значительно сильнее, чем при прежнем расстоянии, равном 12 мм. Это обстоятельство указывает на то, что подавление эффекта полого катода электродом 2 основано не на образовании двух полых катодов с вдвое меньшим расстоянием, а на экранирующем действии электрода 2.

Разрядная трубка, изображенная на рис. 2, испытывалась также в индуктивно-емкостной схеме с перезарядкой [Л. 10]. При этом электрод 4 являлся катодом, обеспечивавшим в проводящий период горение сверхплотного тлеющего разряда [Л. 11]; электрод 1 служил анодом, электрод 3 — промежуточным электродом, а электрод 2 (дырчатый или жалюзийный), находившийся под плавающим потенциалом, подавлял эффект

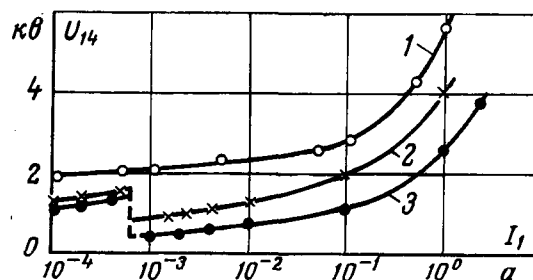


Рис. 3.

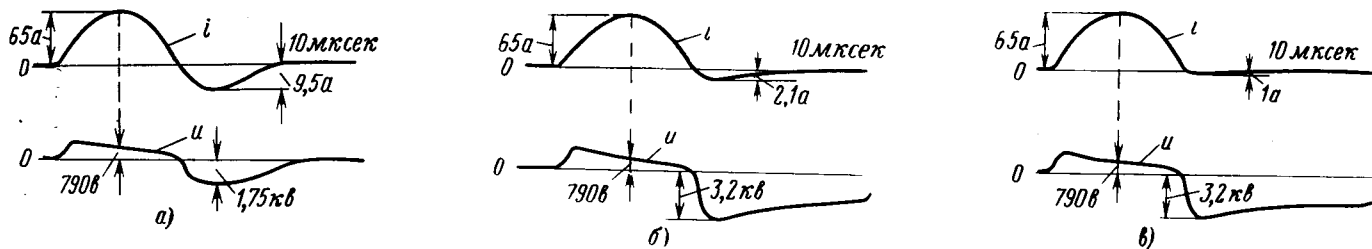


Рис. 4.

полого катода в непроводящий период. Критерием эффективности разряда с полым катодом при таком методе исследования может служить максимальная величина обратного тока, текущего на электрод 1 (при заданной величине амплитуды прямого тока).

На рис. 4 приведены осциллограммы токов в цепи электрода 1 (i) и напряжения между электродами 1 и 4 (u) для случаев, когда использовался дырчатый электрод 2 (рис. 4,б) и жалюзийный электрод 2 (рис. 4,в). Наполняющим газом являлся неон при давлении 0,25 мм рт. ст.; расстояние между электродами 1 и 3 равнялось 12 мм. Значение отношения U_{34}/U_{14} в момент максимума обратного тока составляло 0,5. Необходимое для этого смещение потенциала электрода 3 относительно электрода 1 обеспечивалось падением напряжения, возникающим при прохождении обратного тока через включенное в цепь электрода 3 регулируемое сопротивление. Осциллографирование тока в прямом и обратном направлениях производилось в разных масштабах.

Анализируя эти осциллограммы, можно отметить следующее.

1. При отсутствии электрода 2 (рис. 4,а) в обратный период возникает самостоятельный разряд с полым катодом; при этом максимальная величина обратного тока на анод составляет около 15% амплитуды прямого тока.

2. При использовании в качестве экрана дырчатого электрода этот ток составляет уже около 3% амплитуды прямого тока.

3. Применение экранирующего электрода с жалюзи дает наилучший результат — максимальный обратный ток составляет всего около 1,5% амплитуды прямого тока.

Результаты проведенных экспериментов показывают, что экранирование друг от друга делящих электродов с помощью электрода, имеющего близкий с остаточной плазмой потенциал, является действенным средством уменьшения эффекта полого катода системы разнотенциальных элементов, входящих в анодно-сеточный узел высоковольтного вентиля. Экранирующий электрод может при этом либо находиться под плавающим потенциалом, либо подсоединяться к делителю напряжения через сопротивление связи, имеющее достаточно большое

значение, чтобы в начале непроводящего периода (когда имеется остаточная ионизация) обеспечить близость потенциала экранирующего электрода к потенциалу плазмы. В последнем случае условия зажигания вентиля в прямой период будут значительно легче, чем в случае экранирующего электрода, находящегося под плавающим потенциалом.

Литература

1. Gibson H., Overcurrent surge behaviour of HVDC mercury arc valves and improvement of their consequential arc-back performance, IEEE Trans., Power apparatus and systems, 1970, v. 89, 5/6.
2. Young R. V., Hollow-cathode discharges in mercury at low pressures, Electron. Lett., 1968, v. 4, 4.
3. Сирота С. М., Возникновение тлеющего разряда в высоковольтных ионных приборах с промежуточными электродами, «Электричество», 1969, № 4.
4. Lloyd O., Fernando C. E., Recovery in a multigrid rectifier, Electron. Lett., 1968, v. 4, 23.
5. Weizel W., Fischer H., Das negative Glimmlicht. Untersuchungen bei behinderter Entladung in Wasserstoff, Ann. Phys., 1935, F. 5, Bd 24, 3.
6. Geiger K., Ein neuer Effect bei der Glimmentladung in Argon, Z. Phys., 1937, Bd 106, 1.
7. Badaren E., Popescu J., Research on the double cathode effect, J. Electron and Contr., 1958, v. 4, 6.
8. Москалев Б. И., Разряд с полым катодом, изд-во «Энергия», 1969.
9. Клярфельд Б. Н. и др., Тлеющий разряд при низких давлениях и плотностях тока до 0,1 а/см², ЖТФ, 1966, № 4, т. 36.
10. Kingdon K. H., Lawton E. J., The relation of residual ionisation to arc-back in thyristors, Gen. El. Rev., 1939, v. 42, 11.
11. Абрамович Л. Ю. и др., Сверхплотный тлеющий разряд с полым катодом, ЖТФ, 1966, № 4, т. 36.

[27.2.1970]



УДК 621.313.12:621.3.045:621.3.017.71

Определение температуры обмоток мощных генераторов с помощью динамической характеристики

Канд. техн. наук И. З. БОГУСЛАВСКИЙ и канд. техн. наук Ф. М. ДЕТИНКО

Ленинград

Практика эксплуатации показывает, что повышение электромагнитных нагрузок мощных генераторов выдвигает дополнительные задачи, связанные с обеспечением их эксплуатационной надежности [Л. 1]. Например, в режимах перегрузки температура обмоток современных генераторов может за весьма короткий промежуток времени достигать предельных значений. Поэтому для высокоиспользуемых машин целесообразно разработать специальные методы определения температуры обмоток, которые позволят указать допустимые время и кратность перегрузки.

Рассмотрим метод определения температуры $\theta(t)$ обмоток с непосредственным охлаждением в эксплуатационных режимах. Тепловые процессы в обмотках ротора и статора с непо-

средственным охлаждением описываются уравнением [Л. 2]:

$$\sum_{m,n=0} a_{m,n} \frac{\partial^{m+n} \theta}{\partial x^m \partial t^n} = q(t, x), \quad (1)$$

где x — координата, измеряемая вдоль длины проводника; $q(t, x)$ — потери на единицу длины;

$$q(t, x) = I^2(t) \rho_0 (1 + \rho_* \theta) \frac{1}{s(x)}; \quad (2)$$

ρ_0, ρ_* — удельное сопротивление проводника и его температурный коэффициент; $s(x)$ — сечение проводника.

Уравнение (1) записано для случая изменения температуры только вдоль проводника, однако изложенный ниже метод можно распространить и на случай учета неравномерности температуры по сечению s . Коэффициенты a_m, n в (1) зависят от размеров и материала проводника, свойств охлаждающей среды и температуры $\theta(t)$.

Назовем динамической характеристикой кривую

$$\theta(t) = \varphi[I_n^2, t, t_0], \quad (3)$$

которая является решением уравнения (1) при следующих начальных условиях: при $t=t_0$, $\theta=0$, $I=0$; при $t>t_0$ $I=I_n = \text{const}$. Она соответствует процессу нарастания температуры в обмотке, в которую подан номинальный ток; в момент $t=t_0$ температура обмотки была равной $\theta_0(x)$. Динамическая характеристика может быть рассчитана методами [Л. 2, 4 и 5] или получена экспериментально (с определенной точностью) при испытании генератора.

Чтобы использовать динамическую характеристику для определения температуры обмотки в процессе эксплуатации генератора, примем с достаточной для практики точностью, что коэффициенты a_m, n и удельное сопротивление вычислены при установившейся температуре $\theta=c\theta_n$ ($c>0$) и постоянны. Тогда уравнение (1), линейное относительно значений температуры, будет обладать свойством [Л. 3]

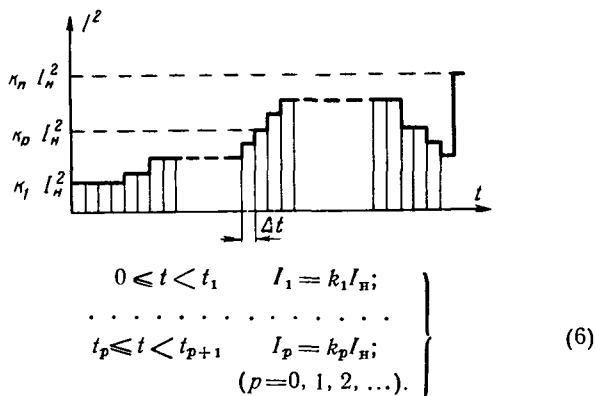
$$k^2 \varphi(I_n^2, t, t_0) = \varphi(k^2 I_n^2, t, t_0), \quad (4)$$

где k — коэффициент нагрузки ($k \geq 0$).

Кроме того, поскольку время t не входит в явном виде в уравнение (1), то это уравнение не меняется при линейной замене времени $\tau = t - t_0$, поэтому

$$\varphi(I_n^2, t, t_0) = \varphi(I_n^2, t - t_0). \quad (5)$$

Используем указанные свойства динамической характеристики для определения температуры обмоток $\theta(t)$. Непрерывный процесс изменения тока $I(t)$ следует подразделить на ряд дискретных значений, определенных через некоторые малые интервалы времени (см. рисунок):



Здесь I_p — значение тока в указанном интервале, постоянное по величине и равное:

$$I_p = \frac{1}{t_{p+1} - t_p} \int_{t_p}^{t_{p+1}} I^2(t) dt. \quad (6a)$$

Вычисление I_p должно проводиться для каждого интервала времени.

Исходя из (4) и (5), зависимость $\theta(t)$ для режима $I(t)$ может быть представлена в виде:

$$\theta(t_n) = \sum_{p=1}^n (k_p^2 - k_{p-1}^2) \varphi(I_n^2, t_n - t_p), \quad (k_0 = 0). \quad (7)$$

Пример расчета по (7) температуры в эксплуатационном режиме приведен ниже.

Из (7) следует, что определение температуры в эксплуатационных режимах сводится к умножению соответствующих ординат динамической характеристики на коэффициенты, зави-

сящие от нагрузки в каждый интервал времени; коэффициенты нагрузки указаны в (6). При вычислении температуры в этих интервалах значение ординат динамической характеристики (3) должны вычисляться для определенных моментов времени; они указаны в (7). Отметим, что в переходном эксплуатационном режиме $[I(t) = \text{var}]$ количество членов в выражении $\theta(t_n)$ возрастает с ростом номера n ; для установившегося режима $[I(t) = \text{const}]$ оно сохраняется постоянным.

Коэффициенты a_m, n и ρ мы задали постоянными и определили их при температуре, соответствующей току $I_p = k_p I_n$, поэтому при расчете эксплуатационных режимов может иметь место погрешность, вызванная тем, что параметры a_m, n и ρ не соответствуют вычисленной температуре. Однако для практических задач погрешность в величине этих параметров не превосходит 5%. Соответственно погрешность в температуре $\theta(t)$ не превосходит нескольких процентов. Ее можно оценить исходя из двух предельных режимов: $k_p = \min$ и $k_p = \max$. Истинное значение $\theta(t)$ в переходном режиме лежит в пределах

$$\theta^{p=f(k_{p\min})}(t) < \theta(t) < \theta^{p=f(k_{p\max})}(t). \quad (8)$$

Метод, основанный на свойствах динамической характеристики, целесообразно также применить для расчета температуры обмоток генератора непосредственно в условиях эксплуатации. Формулу (7) несложно реализовать на ЦВМ, при этом количество исходной информации и время ее обработки весьма малы. Эти обстоятельства делают ее удобной для внедрения. В ЦВМ при реализации этой методики вводятся значения тока $I(t)$, измеряемого непрерывно через определенные промежутки времени. По (6) и (6a) вычисляются коэффициенты нагрузки k_p . Значения температуры $\theta(t)$ рассчитываются по (7).

Таким образом, реализация метода на вычислительной машине позволяет определять в каждый момент времени температуру обмотки непосредственно в процессе эксплуатации; исходными являются значения тока $I(t)$ и динамическая характеристика, предварительно введенная в память машины.

Отметим, что в настоящее время для определения теплового состояния обмотки статора в эксплуатационных режимах используются термосопротивления, укладываемые между стержнями или под клином. Надежность этой системы теплового контроля подтверждена многолетней практикой, однако в переходных режимах она не может быть использована, так как термометры сопротивления отделены от меди обмотки слоем изоляции.

Опыт показал, что в переходном режиме скорость нарастания температуры, определенная по термометру сопротивления, может быть меньше скорости нарастания температуры меди обмотки в 1,5—2 раза, тогда как системы измерения тока отличаются малой инерционностью и достаточно просты.

Учет зависимости коэффициентов a_m, n и ρ от температуры может быть произведен путем решения с помощью ЦВМ уравнения (2) на каждом интервале времени. Для этого в память машины должна быть предварительно введена методика для реализации решения [Л. 4]. Однако такой подход встречает дополнительные трудности. Они вызваны тем, что здесь к скорости вычисления и объему оперативной памяти машины должны быть предъявлены весьма высокие требования; эти требования при реализации уравнения (7) отпадают.

Определение температуры обмоток генератора, производимое непрерывно во время эксплуатации, позволяет в ходе переходного режима произвести анализ процесса; на его основе может быть определена скорость развития процесса и его допустимая длительность.

Пример. Определение температуры обмотки генератора в эксплуатационном режиме.

Задано. Динамическая характеристика $\theta(I_n^2, t)$:

$t, \text{сек}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$\theta, \text{град}$	25	27,5	36	32,5	35	37,5	40	42,5	45	47	49	50,7	52	53,2	54,3	55,3

Кривая изменения тока $I(t)$ по отношению к номинальному:

$t, \text{сек}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
k_p	1	1	1	1	1	1	1,05	1,15	1,25	1,35	1,45

Вычислить кривую $\theta[I_n^2(t), t]$.

Решение. Расчет температуры для момента $t = t_n = 10$ сек сведен в таблицу.

t_p	$t_n - t_p$	$\varphi(t_n - t_p)$	$k_p^2 - k_{p-1}^2$	$(k_p^2 - k_{p-1}^2) \varphi(t_n - t_p)$
0	10	24	1	24
1	9	22	0	0
2	8	20	0	0
3	7	17,5	0	0
4	6	15	0	0
5	5	12,5	0	0
6	4	10	0,102	1,02
7	3	7,5	0,22	1,65
8	2	5	0,24	1,2
9	1	2,5	0,26	0,65
10	0	0	0,28	0

$$\theta(t_n) = 53,5^\circ \text{C.}$$



Аналогично определяется температура и для остальных моментов времени.

Литература

1. Костенко М. П. и др., Вопросы высокого удельного использования материалов в современных крупных турбогенераторах и аномальные режимы, изд-во «Наука», 1968.
2. Анемподистов В. П., К расчету процесса нагрева обмотки турбогенераторов с внутренним охлаждением при перегрузках по току, сб. «Теория расчета и исследования высокоиспользованных электрических машин», изд-во «Наука», 1965.
3. Смирнов В. И., Курс высшей математики, т. II, Гостехиздат, 1957.
4. Богуславский И. З., Расчет на ЭЦВМ температуры проводников в обмотке с непосредственным охлаждением при неустановившемся тепловом режиме, сб. «Электросила», 1965, № 25.
5. Богуславский И. З., Расчет на ЭЦВМ температуры обмоток генератора с непосредственным охлаждением при внезапных коротких замыканиях, «Электротехническая промышленность», 1965, № 258.

[2,1.1969]

УДК 621.313.333.004.1

Экспериментальное определение к. п. д. асинхронных двигателей по элементам их конструкции

Канд. техн. наук Н. И. КОНОВАЛОВ и инж. Б. Д. ДУНАЕВ

Ивановский энергетический институт

При проведении различного рода эксплуатационных испытаний и научно-исследовательских работ по уменьшению потерь и непроизводительных расходов электроэнергии возникает необходимость выделения потерь в электродвигателе из общего комплекса исследуемых потерь технологического оборудования.

В [Л. 1] указаны способы определения потерь и к. п. д. асинхронных двигателей, где в качестве основного способа рекомендуется метод «разделения потерь».

Указанный способ определения к. п. д. асинхронных двигателей требует устройства для регулирования напряжения от 40 до 110% номинального. В условиях эксплуатации это встречает определенные затруднения, особенно при испытании электродвигателей напряжением выше 1000 в.

Ниже приводится метод определения к. п. д., не требующий разделения потерь холостого хода.

Выразим к. п. д. двигателя произведением к. п. д. его отдельных конструктивных элементов:

$$\eta_{\text{дв}} = \eta_1 \eta_2 \eta_{\text{мех.}} \quad (1)$$

Предварительно к. п. д. статора определим без учета добавочных потерь:

$$\eta_1 = \frac{P_{\text{эм}}}{P_1} = 1 - \frac{P_{\text{ст}} + P_{\text{м1}}}{P_1} \quad (2)$$

Электрический к. п. д. ротора

$$\eta_2 = \frac{P_{\text{мех}}}{P_{\text{эм}}} = \frac{P_{\text{эм}} - P_{\text{м2}}}{P_{\text{эм}}} = 1 - s \quad (3)$$

Механический к. п. д. двигателя

$$\eta_{\text{мех}} = \frac{P_2}{P_{\text{мех}}} = 1 - \frac{P_{\text{мех}}}{(1-s)P_{\text{эм}}} \quad (4)$$

Уравнение (1) принимает вид:

$$\eta_{\text{дв}} = \frac{P_{\text{эм}}}{P_1} (1-s) \left[1 - \frac{P_{\text{мех}}}{(1-s)P_{\text{эм}}} \right] = \frac{(P_1 - P_{\text{ст}} - P_{\text{м1}})(1-s)}{P_1} - \frac{P_{\text{мех}}}{P_1} \quad (5)$$

Прибавив и вычтя член $\frac{P_{\text{мех}}}{P_1} (1-s)$, получим:

$$\eta_{\text{дв}} = \frac{(P_1 - P_{\text{ст}} - P_{\text{м1}} - P_{\text{мех}})(1-s)}{P_1} + \frac{(P_{\text{мех}})}{P_1} s \quad (6)$$

Последним членом уравнения (6), как произведением двух величин малого порядка, можно пренебречь, тогда

$$\eta_{\text{дв}} = \left(1 - \frac{P_{\text{ст}} + P_{\text{м1}} + P_{\text{мех}}}{P_1} \right) (1-s) \quad (7)$$

Обозначив через $\Delta P_{\text{м1}}$ приращение потерь в меди статора при нагрузке и через $P_{\text{ом}}$ — потери в меди статора при холостом ходе, запишем:

$$P_{\text{м1}} = P_{\text{ом}} + \Delta P_{\text{м1}} \quad (8)$$

Уравнение (7) примет вид:

$$\eta'_{\text{дв}} = \left(1 - \frac{P_{\text{ст}} + P_{\text{мех}} + P_{\text{ом}} + \Delta P_{\text{м1}}}{P_1} \right) (1-s) \quad (9)$$

Сумма потерь трех первых членов дроби в уравнении (9) равна потерям холостого хода двигателя, т. е.

$$\eta_{\text{дв}} = \left(1 - \frac{P_0 + \Delta P_{\text{м1}}}{P_1} \right) (1-s) \quad (10)$$

В соответствии с [Л. 2] добавочные потери холостого хода учитываются мощностью, измеренной при холостом ходе двигателя. Нагрузочные добавочные потери ротора по своему характеру эквивалентны некоторой добавочной механической нагрузке [Л. 3] и учитываются при измерении скольжения. Добавочные нагрузочные потери в статоре в соответствии с [Л. 1] принимаем равными 0,5% от подводимой мощности. Окончательно формула определения к. п. д. принимает вид:

$$\eta_{\text{дв}} = \left(0,995 - \frac{P_0 + \Delta P_{\text{м1}}}{P_1} \right) (1-s) \quad (11)$$

Мощность холостого хода измеряется в любое время, например после проведения капитального ремонта, и заносится в паспортную карту двигателя.

Внешние и электромеханические характеристики тягового двигателя постоянного тока при импульсном управлении

Б. П. ПЕТРОВ

Москва

Система импульсного управления тяговыми двигателями постоянного тока является системой статического преобразования постоянного входного напряжения U_0 в выходное среднее напряжение $U_{ср}$, подводимое к двигателю. Одним из основных показателей качества работы преобразователя напряжения являются внешние характеристики, представляющие собой зависимость выходного напряжения от тока в нагрузке при определенных сочетаниях постоянных параметров цепи и системы управления. Для импульсного тиристорного преобразователя, в частности, при снятии внешних характеристик или расчете должны быть постоянны: напряжение питания U_0 , параметры контуров цепи, интервалы времени между подачей импульсов тока управления тиристорам коммутатора.

Совокупность системы импульсного управления и двигателя характеризуют электромеханические характеристики $n=f(I)$, снятые при постоянстве тех же параметров, т. е. при соответствующей им внешней характеристике (n — частота вращения; I — ток двигателя).

В [Л. 1 и 2] электромеханические характеристики рассматривались при неизменном коэффициенте заполнения импульса, что, как показано ниже, не соответствует указанным ранее условиям. В известной мере это объясняется тем, что в разрабатываемых сейчас мощных системах импульсного управления применяется автоматическая стабилизация тока [Л. 3 и 4] или напряжения [Л. 5], т. е. осуществляется искусственная деформация характеристик. Между тем, анализ «естественных» внешних и электромеханических характеристик при импульсном управлении в основных режимах тяги и рекуперативного торможения позволяет выяснить существенные явления, в значительной мере определяющие выбор способа управления импульсной установкой. Ниже эти вопросы рассмотрены на примере двух наиболее характерных схем тиристорных преобразователей $ТП_1$ и $ТП_2$ (рис. 1) и даны некоторые общие рекомендации, справедливые как для этих схем, так и для аналогичных им по виду переходных процессов.

При анализе пренебрегали временем коммутации тока в тиристорах и диодах, а также уменьшением напряжения коммутирующего конденсатора за время прекращения тока

в главном тиристоре. Значение тока в двигателе принималось постоянным, равным среднему ввиду сравнительно небольших его отклонений. В схеме рис. 1 при пуске замкнуты контакты K_1 , K_2 и K_3 , а при рекуперации — K_2 , K_4 и K_6 .

При импульсном управлении на постоянном токе среднее выходное напряжение, подводимое от источника неизменного напряжения U_0 ,

$$U_{ср} = U_0 \tau_n = U_0 \frac{t_n}{t_n}, \quad (1)$$

где t_n — время импульса; t_n — время цикла (повторения).

В схеме $ТП_1$ при непрерывном токе в двигателе время импульса t_n состоит в основном из трех составляющих (рис. 2): t_1 — времени колебательного перезаряда коммутирующего конденсатора $C_{к1}$, возникающего при открывании тиристора T_1 импульсом тока управления I_{y1} ; t_2 — времени от момента закрывания тиристора T_1 , происходящего при открывании тиристора T_2 импульсом тока управления I_{y2} , до полного повторного перезаряда током двигателя I конденсатора $C_{к1}$ от напряжения $-U_0$ до напряжения $+U_0$, существенно сглаженным индуктивностью $СД$; t_3 — времени задержки начала процесса закрывания тиристора T_1 ; t_4 — паузы между импульсами.

При использовании для широтного управления схемы $ТП_1$ время цикла t_n постоянно, а коэффициент заполнения меняется путем изменения интервала t_1+t_2 между импульсами тока управления I_{y1} и I_{y2} .

В системе частотного управления с преобразователем $ТП_2$ (рис. 1) $t_2=0$, т. е. тиристор T_2 закрывается сразу же после перехода тока колебательного перезаряда конденсатора через нуль. Коэффициент заполнения меняется изменением времени цикла t_n .

Время t_1 в обеих системах равно времени полупериода собственных колебаний контура $L_{к1}$ и $C_{к1}$:

$$t_1 \approx \frac{T_{к1}}{2} = \pi \sqrt{L_{к1} C_{к1}}. \quad (2)$$

Пример. Двигатель АЗ-2000 имеет следующие номинальные параметры: $P_n=2000$ кВт; $U_n=6000$ в; $I_n=220$ а; $\eta_n=95,8\%$; $\cos \varphi_n=0,9$; $n_n=2980$ об/мин.

Характеристика холостого хода двигателя

$U, \text{ в}$	6 625	6 000	5 050	4 000	3 100
$I, \text{ а}$	73,8	55,8	38,4	27,85	20,4
$P, \text{ кВт}$	64,8	48	38	31,2	27

Сопротивление фазы обмотки статора $R_{75}=0,097$ ом. Измерениями при нагрузке установлено: $P_1=1950$ кВт; $I_1=197$ а; $s=0,63\%$.

1. Определение к. п. д. по [Л. 1]. Потери в меди статора

$$P_{м1}=1,05 \cdot 3 \cdot 197^2 \cdot 0,097 \cdot 10^{-3}=12 \text{ кВт.}$$

Разделением потерь холостого хода установлено:

$$P_{ст}=28 \text{ кВт; } P_{мех}=19 \text{ кВт.}$$

Электромагнитная мощность воздушного зазора

$$P_{эм}=1950-28-12=1910 \text{ кВт.}$$

Потери в меди ротора

$$P_{м2}=0,0063 \cdot 1910=12 \text{ кВт.}$$

Добавочные потери

$$P_{доб}=0,005 \cdot 1950=9,75 \text{ кВт.}$$

Коэффициент полезного действия двигателя

$$\eta = 1 - \frac{28 + 19 + 12 + 12 + 9,75}{1950} = 0,9587.$$

2. Определение к. п. д. по предлагаемому методу. Приращение потерь в меди статора при нагрузке

$$\Delta P_{м1} = 1,05 \cdot 3 \cdot (I_1^2 - I_0^2) = 11 \text{ кВт.}$$

Коэффициент полезного действия двигателя

$$\eta = \left(0,995 - \frac{48 + 11}{1950} \right) \cdot (1 - 0,0063) = 0,9586.$$

Вывод. Метод определения потерь по элементам конструкции в условиях эксплуатации является более простым, не требует снятия характеристики холостого хода и последующего деления потерь.

Литература

1. Государственные стандарты СССР, Электрические машины, ГОСТ 72-17-66, Изд-во Государственного Комитета стандартизации, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР, М., 1968.
2. Данилевич Я. Ч. и Кашарский Э. Г., Добавочные потери в электрических машинах, Госэнергоиздат, 1963.
3. Костенко М. П. и Пиотровский Л. М., Электрические машины, ч. II, Госэнергоиздат, 1958.

[10.9.1970]



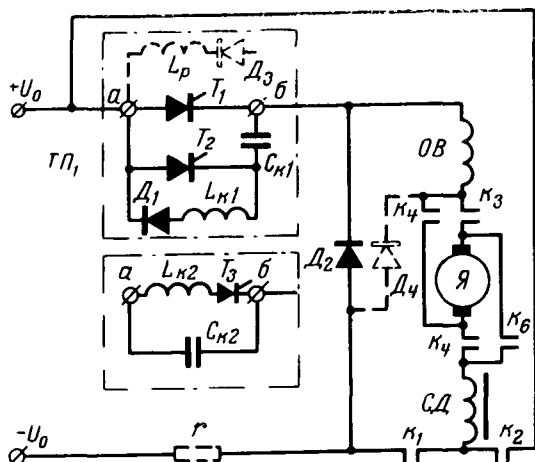


Рис. 1. Исследуемая схема с широтным (ТП₁) или частотным (ТП₂) тиристорными преобразователями.

Время t_c и интервал t_1+t_2 между импульсами I_{y1} и I_{y2} устанавливаются в зависимости от необходимого выходного напряжения и кратности его изменения — системой управления тиристорами.

Однако при заданных и неизменных t_c , t_1 и t_2 коэффициент заполнения τ_k и среднее напряжение U_{cp} еще не определяются однозначно, так как одна из составляющих времени импульса (время t_3) существенно меняется в зависимости от значения тока в цепи двигателя I (например, t_3 при $I < I_0$), поскольку время перезаряда конденсатора постоянным током при заданных U_0 и C_k обратно пропорционально значению этого тока:

$$t_3 = \frac{2U_0 C_k}{I}. \quad (3)$$

Вследствие этого при постоянных, не зависящих от процессов в цепи двигателей значениях t_c , t_1 и t_2 , что имеет место при неавтоматическом управлении на каждой позиции пуска, τ_k и среднее напряжение существенно уменьшаются с увеличением тока в двигателе, т. е. внешняя характеристика системы импульсного неавтоматического управления в режиме тяги будет спадающей. Соответственно электрохимические характеристики двигателей при импульсном управлении более мягкие, чем при неизменном напряжении, что способствует буксованию колес, вращаемых двигателем.

Количественную оценку зависимости τ_k , U_{cp} и n от I можно дать в самом общем виде при указанных выше допущениях и пренебрегая небольшими потерями в сопротивлениях цепи.

При этом удобно для получения зависимостей в относительных величинах принять за базовое значение времени период T_k собственных колебаний для контура L_k-C_k (2), а за базовое значение тока — амплитуду тока при колебательном перезаряде конденсатора:

$$I_{c \max} = \frac{U_0 C_k}{\sqrt{L_k C_k}} = \frac{2\pi U_0 C_k}{T_k}. \quad (4)$$

Тогда относительное изменение тока в двигателе будет характеризовать коэффициент $k_1 = I/I_{c \max}$, достигающий обычно при

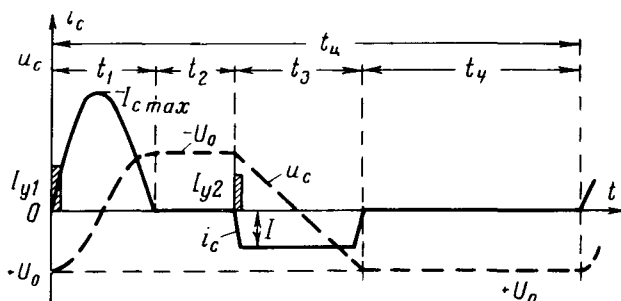


Рис. 2. Осциллограммы тока в коммутирующем конденсаторе.

пусковом токе двигателя значений 0,4—0,5. Соответственно коэффициенты, характеризующие интервалы времени: $k_2 = t_2/T_k$ и $k_3 = t_3/T_k$. Тогда согласно (1)—(4) для широтного управления

$$\tau_k = \frac{t_1 + t_2 + t_3}{t_c} = \frac{1}{k_3} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi k_1} + k_2 \right), \quad (5)$$

а для частотного управления ($t_2 = 0$)

$$\tau_k = \frac{1}{k_3} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi k_1} \right). \quad (6)$$

Уравнения (5) и (6) позволяют рассчитать внешнюю характеристику $\tau_k(k_1)$, а значит, и $U_{cp}(I)$ для любых исходных k_2 и k_3 .

Представленные на рис. 3 зависимости $\tau_k = f(k_1)$ показывают, что при импульсном управлении следует учитывать возможность весьма существенного уменьшения напряжения на двигателях при увеличении тока, если времена t_c , t_1 и t_2 между подачей импульсов для открывания тиристоров будут фиксированы. Особенно заметно уменьшаются τ_k и среднее напряжение при частотном управлении.

При некотором значении $\tau_k = 1$ и $U_{cp} = U_0$, что в ряде случаев нежелательно (например, когда двигатель не рассчитан на полное напряжение U_0). Переход в режим длительной работы при $\tau_k = 1$ исключает возможность закрывания главного тиристора вследствие полного разряда конденсатора C_k и т. д.

По внешним характеристикам строятся электрохимические $n = f(I)$ пересчетом исходных электрохимических характеристик двигателя, построенных для постоянного номинального напряжения U_n . Для этого используется соотношение

$$\frac{n}{n_n} = \frac{U_{cp} - Iz}{U_n - Iz}, \quad (7)$$

где U_n и n_n — номинальное напряжение двигателя и частота его вращения по исходной характеристике при токе I ; U_{cp} и n — напряжение, определяемое по внешней характеристике при токе I и соответствующая ему частота вращения; z — сопротивление обмоток двигателя.

На рис. 3 этот расчет выполнен графически. На внешние характеристики 1—7 наложены кривые 8—16 падения напряжения в серийном двигателе U_d , построенные в долях от номинального напряжения источника питания $U_n = U_0$ для ряда постоянных значений частоты вращения n , выраженной в долях от частоты n_{no} , имеющей место при $k_1 = 0,5$ и $U_n = U_0$. Кривые 8—14 построены для значений n/n_{no} , равных 0,2; 0,4; 0,6; ...; 1,4 соответственно, т. е. для возрастающей частоты вращения.

Точки пересечения кривых 1—7 и 8—14 удовлетворяют уравнению (7), и по ним на рис. 3 построены электрохимические характеристики двигателя при различных внешних характеристиках. Кривая 15 — исходная электрохимическая характеристика двигателя при номинальном напряжении $U_n = U_0$.

Сопоставление кривых 1—7 и 15 подтверждает ранее сделанный предварительный вывод о том, что при импульсном неавтоматическом управлении, когда интервалы между моментами подачи сигналов управления тиристором (по позициям пуска) постоянны, жесткость электрохимических характеристик существенно уменьшается, особенно при частотном управлении. Это побуждает искать способы устранения данного недостатка, в частности, с помощью дополнительного разрядного контура L_p-D_3 (на рис. 1 показан штриховыми линиями). Этот контур обеспечивает быстрый перезаряд конденсатора C_k в интервале времени t_3 даже при токе в двигателе, близком к нулю. Поэтому зависимость составляющей t_3 времени импульса от тока нагрузки значительно уменьшается.

Однако в полной мере избежать указанных выше недостатков можно лишь применяя автоматическое управление, при котором моменты подачи импульсов тока управления тиристором не фиксированы, а автоматически меняются так, чтобы осуществить целесообразную искусственную деформацию внешних характеристик. Тогда при автоматическом регулировании напряжения внешние характеристики принимают вид нескольких спадающих (вследствие статизма регулятора) прямых. При применении регулятора частоты вращения небольшое уменьшение скорости вызывает увеличение τ_k , напряжения и существенное возрастание тока.

Вместе с тем при использовании регулятора тока можно получить почти вертикальные характеристики, обеспечивающие стабилизацию тока при изменении скорости.

Автоматизация, следовательно, улучшает тяговые свойства подвижного состава при пуске и в режиме тяги упрощает управление, но она совершенно обязательна лишь для принудительного ограничения напряжения на двигателе. В других случаях она желательна, но целесообразна только в технико-экономически оправданных условиях.

Внешние характеристики особенно удобны для анализа систем импульсного управления при рекуперативном торможении двигателя.

Известно, что в отличие от непрерывного управления оно в принципе возможно даже при серийном возбуждении двигателя работ в генераторном режиме. Для этого тиристорный преобразователь ТП (широтный или частотный) при включении контактов k_2, k_4, k_6 (рис. 1) периодически замыкает на коротко генератор на время, равное $t_1+t_2+t_3$, для которого ниже сохранено принятое при пуске обозначение t_n . Преобразователь ТП разомкнут в продолжении времени t_4 .

Во время t_n ток I и напряжение генератора U_g возрастают, во время t_4 они спадают, а возникающая при этом в контуре двигателя э. д. с. самоиндукции E_s совместно с напряжением U_g равна напряжению сети. Ток от генератора при этом идет в питающую систему.

Следовательно, при рекуперации напряжение U_0 к генератору подводится во время пауз замыкания ТП, и поэтому среднее напряжение на зажимах генератора $U_{ср} = U_0(1-\tau_n)$. Отсюда следует, что внешние характеристики импульсной системы при рекуперативном торможении представляют собой как бы «дополнение» внешних характеристик при пуске (тяге). На рис. 4 они построены в относительных единицах по характеристикам рис. 3 для тех же исходных условий с сохранением обозначений и нумерации. Ограничение их по условиям самовозбуждения при этом не учитывается.

Электрохимические характеристики рекуперативного торможения, как и при пуске, строятся наложением на внешние характеристики (рис. 4) кривых напряжения генератора U_g , выраженных в долях от U_0 (кривые 8—14). Эти кривые, как и выше, построены для разных отношений n/n_0 (0,2; 0,4; ...; 1,4), причем кривая 12 соответствует $n/n_0=1$, где n_0 — скорость выхода на характеристику пуска при $k_1=0,5$ и $U_n=U_0$. По точкам пересечения кривых 8—14 с внешними характеристиками на рис. 4 построены электрохимические характеристики при импульсном рекуперативном торможении. Но в отличие от пуска устойчивому режиму работы соответствуют только точки $a, б, в$ и аналогичные им, где выполняется основное условие статической устойчивости:

$$\frac{dU_{ср}}{dI} > \frac{dU_g}{dI}. \quad (8)$$

Поэтому устойчивость имеет место лишь на поднимающихся участках рекуперативных электрохимических характеристик, представленных на рис. 4, т. е. левее точек перегиба o этих характеристик. Если, например, при параметрах системы, которым соответствует характеристика 2, частота вращения превысит значение, соответствующее точке o , произойдет нарушение устойчивости, которое приведет к опасному увеличению тока.

Следовательно, при фиксированных значениях интервалов времени между импульсами тока управления (t_n, t_1 и t_2) зона устойчивого рекуперативного торможения весьма ограничена и тем в большей мере, чем больше внешние характеристики. Поэтому при широтном управлении она меньше, чем при частотном¹.

Соблюдение ограничений по устойчивости во всех системах затруднено. Расширение зоны устойчивого торможения путем подбора параметров контура ТП связано с нежелательным уменьшением возможного диапазона изменения t_n , так как нужно уменьшать коэффициент k_3 в (5) и (6), чтобы сделать внешние характеристики более крутыми. Поэтому единственным радикальным средством расширения зоны устойчивого рекуперативного торможения является искусственная деформация внешних характеристик при рекуперации, осуществляемая с помощью автоматических регуляторов.

Автоматическое регулирование тока при рекуперации приводит к образованию внешних характеристик вида прямой 4 на рис. 5, обеспечивающих устойчивость, поскольку в точках пересечения прямой 4 $э', э'', э'''$ с кривыми 1, 2, 3 напряжения генератора U_g (в долях от U_0) при частоте вращения $n_1 < n_2 < n_3$ условие устойчивости (8) удовлетворяется. Соответ-

¹ Дополнительно должна быть учтена возможность самовозбуждения.

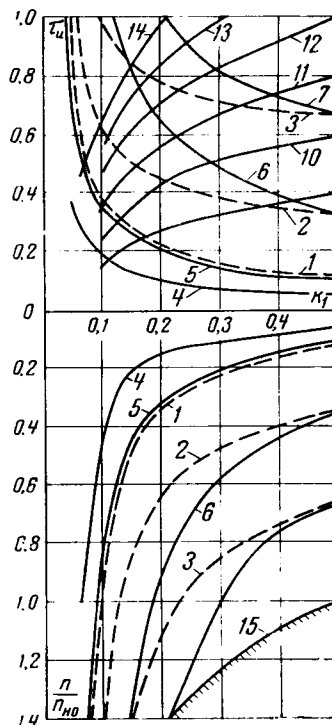


Рис. 3. Внешние и электрохимические характеристики при пуске.

Кривые 1—3 (—) — для широтного управления ($k_2=0; 2,28; 4,56$ и $k_2=10$); кривые 4—7 (—) — для частотного управления ($k_2=20; 10; 3,3; 2,0$ и $k_2=0$).

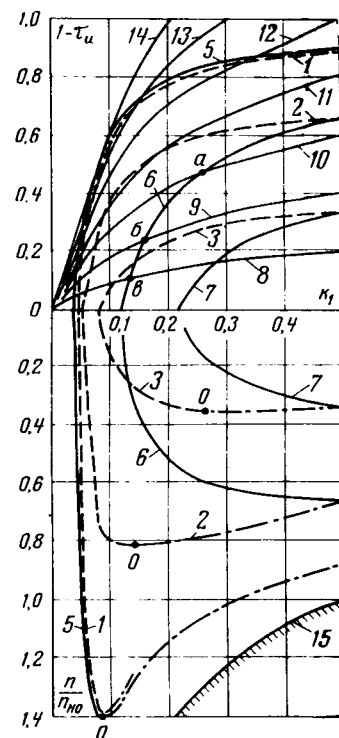


Рис. 4. Внешние и электрохимические характеристики при рекуперативном торможении.

ствующая прямой 4 электрохимическая характеристика двигателя 5 удовлетворяет условиям остановочного торможения.

Для торможения на уклонах рекуперативная тормозная характеристика должна иметь вид поднимающейся кривой 6, т. е. при увеличении скорости вращения от n_1 до n_3 ток принимает значения I_a, I_b, I_v , соответствующие точкам $a, б, в$ на электрохимической характеристике 6 или $a', б', в'$ на плоскости внешних характеристик.

Кривая 7, соединяющая эти точки, т. е. внешняя характеристика для данного режима, должна иметь наклон, обеспечивающий надежное выполнение условия устойчивости 8. Коэффициент $(1-\tau_n)$ при этом должен меняться согласно кривой 10, построенной по точкам $a'', б'', в''$, полученным переносом влево точек $a', б', в'$.

По кривой 10 с помощью соотношений (1)—(3) определяются соответствующие значения (t_1+t_2) или t_n (в зависимости от вида импульсного управления), т. е. устанавливается связь между регулируемой величиной (n) и управляющей величиной регулятора (t_1+t_2 или t_n), на основе которой выбираются параметры регулятора скорости.

Оба вида регуляторов (тока и скорости) не исключают, что при определенных значениях тока и частоты вращения мгновенное значение напряжения генератора превысит напряжение источника U_0 , что приведет к опасному увеличению тока и срыву рекуперации. Чтобы ограничить возможность такого явления, часто используют дополнительный диод D_4 (рис. 1), через который во время паузы t_4 в замыкании ТП протекает рекуперативный ток, т. е. осуществляется ослабление поля и соответствующее уменьшение напряжения U_g . Однако этим уменьшается тормозной эффект.

Автоматическая стабилизация напряжения и $1-\tau_n$ обычным регулятором напряжения в данном случае непригодна ввиду неизбежного нарушения условия устойчивости при горизонтальной внешней характеристике 8 (рис. 5), соответствующей $U_{ср} = \text{const}$ и $(1-\tau_n) = \text{const}$. Чтобы любая из точек этой прямой, например $ж', э', у'$, была устойчивой, нужно чтобы в них кривые напряжения генератора 12, 13, 14 пересекались каждая со своей внешней характеристикой (кривые

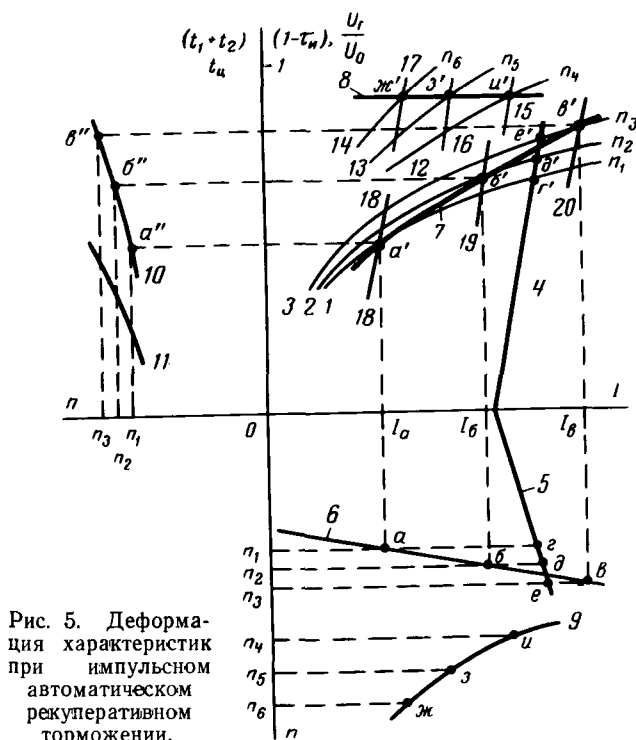


Рис. 5. Деформация характеристик при импульсном автоматическом рекуперативном торможении.

15, 16, 17), удовлетворяющей условию (8). Такие характеристики могут быть получены с помощью регулятора тока, если уставку его в нужной мере уменьшать при увеличении частоты

вращения, что может быть сделано с помощью функционального преобразователя.

Соответствующая этому виду регулирования электро-механическая характеристика рекуперации будет иметь вид кривой 9, где точки ж, з, и являются проекциями точек ж', з', и'. Кривая 9 является исходной для систем автоматического ограничения напряжения.

На этом же принципе может быть осуществлена и стабилизация скорости, если связать n и I согласно кривой 6. Тогда устойчивость в точках a' , b' , c' будет достигаться переносом в эти точки внешних характеристик 18, 19, 20 для регулятора тока.

Следует подчеркнуть, что при независимом возбуждении генератора во время рекуперативного торможения все рассмотренные устройства управления существенно упрощаются, поскольку проблема обеспечения статической устойчивости практически снимается. Поэтому целесообразность применения самовозбуждения при рекуперативном торможении не всегда может быть очевидной.

Литература

1. Кулебакин В. С. и др., Полупроводники в автоматике, Изд. АН СССР, 1963.
2. Динкель А. Д. и др., Расчет характеристик двигателей при импульсном управлении, «Электромеханика», 1968, № 6.
3. Ефремов И. С. и др., Основные результаты создания и исследования тиристорного управления электроподвижным составом городского транспорта, Доклады научно-технической конференции МЭИ по итогам научно-исследовательских работ за 1968—1969 гг., Изд. МЭИ.
4. Бирзник Л. В. и др., Опытный моторный вагон контактно-аккумуляторного поезда, «Электрическая и тепловая тяга», 1969, № 1.
5. Розенфельд В. Е. и др., Системы преобразования постоянного тока на электровазонах, «Электричество», 1968, № 6.

[20.4.1970]



УДК 621.318.3.013.1

Расчет последовательной магнитной цепи с подвижным экраном

Канд. техн. наук Я. Р. АБДУЛЛАЕВ

Смоленск

На базе магнитных систем с подвижными экранами выполняются различные элементы и устройства электроаппаратуры и приборостроения, автоматики и информационно-измерительной техники. К ним относятся регуляторы напряжения, стабилизаторы тока, магнитные подвески, фазоповоротные и фазорегулирующие устройства, индукционные датчики, следящие системы и т. д. [Л. 1 и 2].

При проектировании и расчете вышеуказанных устройств встречаются значительные трудности, и в ряде случаев расчет осуществляется весьма приближенно. Трудности расчета и исследования магнитных систем с подвижными экранами объясняются тем, что экран в рассматриваемых системах расположен в рабочем воздушном зазоре и перемещается вдоль этого зазора в отличие от обычных магнитных цепей (магнитные цепи пускателей, реле, электромагнитов, счетчиков и т. д.), в которых экран расположен вне рабочего воздушного зазора и неподвижен. Расположение и перемещение экрана в рабочем воздушном зазоре значительно усложняют анализ физических процессов, протекающих в магнитной цепи. Исследованию таких систем посвящено очень мало работ как в отечественной, так и в зарубежной литературе. Между тем при перемещении экрана происходит изменение как модуля, так и аргумента комплексного значения электрических и магнитных параметров системы.

В статье даны расчет и анализ изменения электрических и магнитных величин последовательной магнитной цепи с подвижным экраном (рис. 1). Рассматриваемая магнитная цепь имеет длинные параллельные стержни прямоугольного сечения. На коротком основании магнитопровода расположена сосредоточенная обмотка возбуждения w_a , которая питается от

источника стабилизированного тока. Экран w_s охватывает один из стержней магнитопровода и перемещается вдоль него.

Введем следующие допущения: пренебрегаем торцевыми магнитными потоками Φ_{am} и Φ_{sm} ; магнитное поле между параллельными стержнями однородно (удельная магнитная проводимость $g = \text{const}$); удельное магнитное сопротивление стали от перемещения экрана не изменяется; сплошной экран от катушечного экрана отличается лишь коэффициентом заполнения меди.

Расчет магнитной цепи с подвижным экраном без учета сопротивления стали. Магнитные потоки, создаваемые обмотками возбуждения и экрана, соответственно равны:

$$\Phi_{\Sigma 0} = \Phi_{\Sigma s} + \Phi_{\Sigma m} = I_a w_a (gl_c + G_{\Sigma s}); \quad (1)$$

$$\Phi_{\Sigma} = \Phi_{\Sigma s} + \Phi_{\Sigma m} = I_s w_s (g\Delta + G_{\Sigma s}), \quad (2)$$

где $\Phi_{\Sigma 0}$ — полный магнитный поток, создаваемый н. с. обмотки возбуждения $F_a = I_a w_a$ при разомкнутой обмотке экрана; Φ_{Σ} — полный магнитный поток, создаваемый н. с. обмотки экрана $F_s = I_s w_s$ при разомкнутой обмотке возбуждения; $\Phi_{\Sigma m}$ и $\Phi_{\Sigma s}$ — соответственно рабочие потоки обмотки возбуждения и экрана; $\Phi_{\Sigma s}$ и $\Phi_{\Sigma m}$ — соответственно потоки рассеяния обмотки возбуждения и экрана; l_c и Δ — длина стержня магнитопровода и величина перемещения экрана; gl_c и $g\Delta$ — магнитные проводимости воздушных зазоров на пути потоков $\Phi_{\Sigma m}$ и $\Phi_{\Sigma s}$; $G_{\Sigma s}$ и $G_{\Sigma m}$ — магнитные проводимости рассеяния, соответствующие потокам $\Phi_{\Sigma s}$ и $\Phi_{\Sigma m}$.

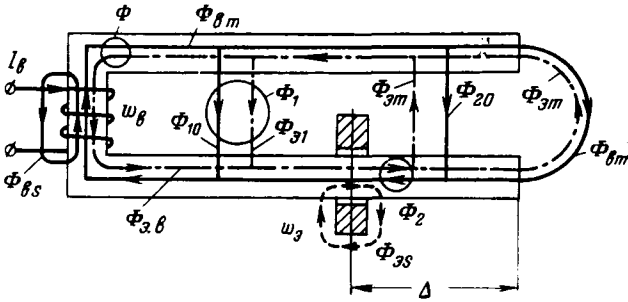


Рис. 1. Последовательная магнитная цепь с подвижным экраном.

Если не учитывать сопротивление стали, то $\Phi_{31}=0$ и $\Phi_{32}=\Phi_{33}$. Согласно (1) и (2) индуктивные сопротивления обмоток определяются выражениями:

$$x_{30} = \omega L_{30} = \omega \omega_3^2 (g l_c + G_{33}) = x_{31} + x_{32};$$

$$x_3 = \omega L_3 = \omega \omega_3^2 (g \Delta + G_{33}) = x_{31} + x_{32}.$$

Взаимоиндуктивность между обмотками и э. д. с. разомкнутого экрана равны:

$$M = \omega_3 \omega_3 g \Delta; \quad \dot{E}_{3,3} = -j \omega \omega_3 \omega_3 g \Delta I_3.$$

Тогда выражения для тока, н. с. и рабочего потока обмотки экрана имеют вид:

$$I_3 = \frac{\dot{E}_{3,3}}{z_3} = -j I_3 \frac{\omega \omega_3 \omega_3 g \Delta}{R_3 + j x_3}; \quad (3)$$

$$\dot{F}_3 = -j \dot{F}_3 \frac{x_{31}}{R_3 + j x_3}; \quad \dot{\Phi}_{31} = -j \dot{\Phi}_{31} \frac{x_{31}}{R_3 + j x_3} \frac{\Delta}{l_c}.$$

Реальные магнитные потоки, проходящие через основания магнитопровода и экрана, запишем в виде:

$$\dot{\Phi}_1 = \dot{\Phi}_{31} + \dot{\Phi} = \dot{\Phi}_{31} + \dot{\Phi}_{32} + \dot{\Phi}_{33} = \dot{\Phi}_{31} + \dot{\Phi}_{32} + \dot{\Phi}_{33};$$

$$\dot{\Phi}_2 = \dot{\Phi}_{20} + \dot{\Phi}_{31} = (\dot{F}_3 + \dot{F}_3) g \Delta = \dot{F}_3 \dot{\Phi}_{31}.$$

где $\dot{\gamma}$ и $\dot{\gamma}_2$ — комплексные переменные коэффициенты:

$$\dot{\gamma} = \frac{\dot{\Phi}}{\dot{\Phi}_{31}} = \frac{R_3 + j x_{31} + j x_{32} \left(1 - \frac{\Delta}{l_c}\right)}{R_3 + j x_3}; \quad (4)$$

$$\dot{\gamma}_2 = \frac{\dot{\Phi}_2}{\dot{\Phi}_{31}} = \frac{R_3 + j x_{31}}{R_3 + j x_3} \frac{\Delta}{l_c}.$$

Для коэффициентов $\dot{\gamma}$ и $\dot{\gamma}_2$ модули и аргументы определяются выражениями:

$$\gamma = 1 + \frac{x_{31}^2}{R_3^2 + x_3^2} \left(\frac{\Delta}{l_c}\right)^2 - 2 \frac{x_3 x_{31}}{R_3^2 + x_3^2} \frac{\Delta}{l_c};$$

$$\beta = \arctg \frac{R_3}{\frac{l_c}{\Delta} \frac{R_3^2 + x_3^2}{x_{31}} - x_3};$$

$$\gamma_2 = \frac{\Delta}{l_c R_3^2 + x_3^2} \sqrt{(R_3^2 + x_3 x_{31})^2 + R_3^2 x_{31}^2};$$

$$\beta_2 = \beta_3 = \arctg \frac{R_3 x_{31}}{R_3^2 + x_3 x_{31}}.$$

По этим выражениям находим модули и фазы магнитных потоков $\dot{\Phi}$ и $\dot{\Phi}_2$ для построения векторной диаграммы (рис. 2).

Реальные э. д. с. обмотки возбуждения и экрана равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_3 &= -j \omega \omega_3 (\dot{\Phi}_{31} + \dot{\Phi}_{32} + \dot{\Phi}_{33}) = \\ &= \dot{E}_{31} + \dot{E}_{32} + \dot{E}_{33} = \dot{E}_{31} + \dot{\gamma} \dot{E}_{31}; \\ \dot{E}_3 &= -j \omega \omega_3 \dot{\Phi}_2 = -j \omega \omega_3 (\dot{\gamma}_2 \dot{\Phi}_{31}) = \dot{\gamma}_2 \dot{E}_{3,3}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $\dot{E}_{3,3}$ — э. д. с., индуцируемая потоком экрана $\dot{\Phi}_{3,3}$ в обмотке возбуждения:

$$\dot{E}_{3,3} = -j \omega \omega_3 \dot{\Phi}_{3,3} = -j \dot{E}_{31} \frac{x_{31}}{R_3 + j x_3} \frac{\Delta}{l_c}.$$

Напряжение на зажимах обмотки возбуждения

$$\dot{U}_3 = I_3 (R_3 + j x_{31}) + \dot{\gamma} (-\dot{E}_{31}).$$

С учетом (5) для тока экрана получим:

$$I_3 = \frac{\dot{E}_3}{R_3 + j x_{31}} = \dot{\gamma}_2 \frac{\dot{E}_{3,3}}{R_3 + j x_{31}}. \quad (6)$$

Тождественность выражений (3) и (6) легко доказывает, если приравнять их правые части, полагая в (4) $\Delta = l_c$. Из (6) и рис. 2 видно, что вектор реальной э. д. с. экрана $\dot{E}_3$ опережает на угол $\beta' = \beta_3 - \beta_2$ вектор тока I_3 . Чем больше индуктивность рассеяния экрана, тем больше этот угол.

Переменные составляющие сопротивления обмотки возбуждения, которые зависят от положения экрана, и ее полные активное и индуктивное сопротивления равны:

$$R_{3\sim} = R_3 \frac{x_{31} x_{32}}{R_3^2 + x_3^2} \frac{\Delta}{l_c}; \quad x_{3\sim} = x_3 \frac{x_{31} x_{32}}{R_3^2 + x_3^2} \frac{\Delta}{l_c};$$

$$R_3 = R_{30} + R_{3\sim}; \quad x_3 = x_{30} - x_{3\sim} =$$

$$= x_{31} + x_{32} \left(1 - \frac{x_3 x_{31}}{R_3^2 + x_3^2} \frac{\Delta}{l_c}\right).$$

Угол между векторами I_3 и $\dot{U}_3$ определяется выражением

$$\varphi_3 = \arctg \frac{x_{31} (R_3^2 + x_3^2) + x_{32} (R_3^2 + x_3^2 - x_3 x_{31} \frac{\Delta}{l_c})}{R_{30} (R_3^2 + x_3^2) + R_3 x_{31} x_{32} \frac{\Delta}{l_c}},$$

где R_{30} — активное сопротивление обмотки возбуждения при отсутствии экрана.

Анализ полученных выражений позволяет сделать следующие выводы. 1. С перемещением экрана в сторону обмотки возбуждения ее индуктивное сопротивление x_3 уменьшается, а активное R_3 — увеличивается. При этом модуль и фаза тока обмотки возрастают, а напряжение на зажимах обмотки возбуждения уменьшается по модулю и по аргументу.

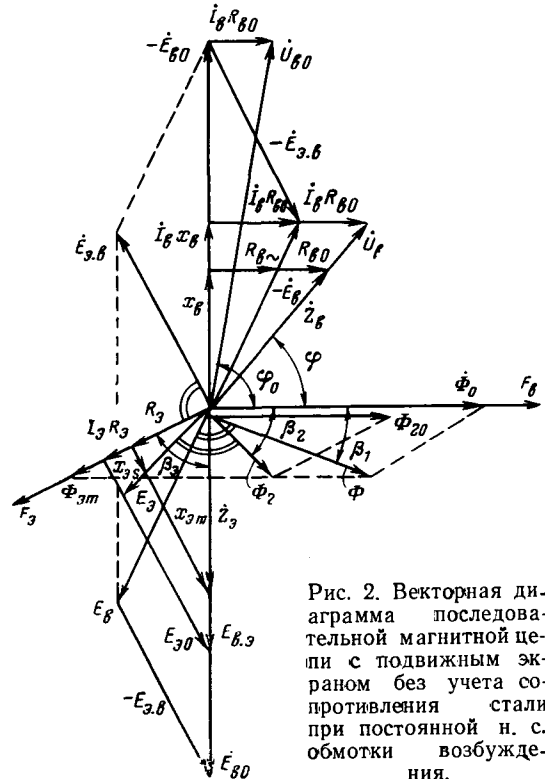


Рис. 2. Векторная диаграмма последовательной магнитной цепи с подвижным экраном без учета сопротивления стали при постоянной н. с. обмотки возбуждения.

2. Если отсутствуют активное сопротивление и рассеяние экрана (идеальный случай), то поток при любом его положении равен и противоположен магнитному потоку, который наводит э. д. с. в разомкнутом экране: $\Phi_{эм} = -\Phi_{20}$ и $\Phi_2 = 0$.

3. Основной причиной нелинейности зависимости электрических и магнитных параметров от величины Δ является активное сопротивление и рассеяние экрана. Наличие торцевых магнитных потоков приводит к увеличению нелинейности этих зависимостей.

Расчет магнитной цепи с учетом магнитного сопротивления стали и потоков рассеяния. Реальные значения магнитных потоков и н. с. в сечениях x_1 и x_2 можно найти из выражений (рис. 3,а):

$$\dot{\Phi}_{px1} = \dot{\Phi}_{nx1} + \dot{\Phi}_{ax1}; \quad \dot{\Phi}_{px2} = \dot{\Phi}_{nx2} + \dot{\Phi}_{ax2}; \quad (7)$$

$$\dot{F}_{px} = \dot{F}_{nx} + \dot{F}_{ax}; \quad \dot{F}_{px2} = \dot{F}_{nx2} + (-\dot{F}_{ax2}), \quad (8)$$

где $\dot{\Phi}_{nx1}$, $\dot{\Phi}_{nx2}$, $\dot{F}_{nx1}$, $\dot{F}_{nx2}$ — комплексные значения магнитного потока и н. с. обмотки возбуждения при разомкнутой обмотке экрана (рис. 3, б); $\dot{\Phi}_{ax1}$, $\dot{\Phi}_{ax2}$, $\dot{F}_{ax1}$ и $\dot{F}_{ax2}$ — комплексные значения магнитного потока и н. с. экрана при разомкнутой обмотке возбуждения (рис. 3, в).

Изменение потоков и н. с. на элементарных участках стержней dx (рис. 3, б) определяются из уравнений [Л. 2 и 3]:

$$d\dot{\Phi}_{nx} = \dot{F}_{nx} g dx; \quad d\dot{F}_{nx} = 2\dot{\Phi}_{nx} \dot{z}_m dx; \quad (9)$$

$$d^2\dot{\Phi}_{nx} = 2\dot{\Phi}_{nx} \dot{z}_m g dx^2; \quad d^2\dot{F}_{nx} = 2\dot{F}_{nx} \dot{z}_m g dx^2, \quad (10)$$

где $\dot{z}_m$ — значение магнитного сопротивления стержней на единицу длины.

Из (9) и (10) получаем:

$$\dot{\Phi}_{nx} = A_1 e^{\dot{p}x} + A_2 e^{-\dot{p}x}; \quad \dot{F}_{nx} = \frac{\dot{p}}{g} (A_1 e^{\dot{p}x} - A_2 e^{-\dot{p}x}), \quad (11)$$

где $\dot{p} = \sqrt{2\dot{z}_m g}$.

Из граничных условий $\Phi_{nx} = 0$ при $x = 0$ и $F_{nx} = F_n$ при $x = l_c$ (не учитываются магнитное сопротивление стали короткого стержня и торцевой магнитный поток) определяются постоянные интегрирования в (11):

$$\dot{A}_1 = -\dot{A}_2 = \dot{F}_n \frac{g}{2\dot{p}ch\dot{p}l_c}.$$

Окончательные выражения для потоков и н. с. при разомкнутой обмотке экрана имеют вид:

$$\dot{\Phi}_{nx} = F_n \frac{gsh\dot{p}x}{\dot{p}ch\dot{p}l_c}; \quad \dot{F}_{nx} = \dot{F}_n \frac{ch\dot{p}x}{ch\dot{p}l_c}. \quad (12)$$

Следовательно, э. д. с. разомкнутого экрана и индуктивности равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{a.0} &= -j\dot{F}_n \omega \dot{w}_a \frac{g}{p} \frac{sh\dot{p}\Delta}{ch\dot{p}l_c}; \\ L_{a.0} &= \dot{w}_a^2 \left(G_{a.0} + \frac{g}{p} \frac{th\dot{p}l_c}{ch\dot{p}l_c} \right); \quad M = \dot{w}_a \dot{w}_b \frac{gsh\dot{p}\Delta}{pch\dot{p}l_c}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Аналогично определяются законы распределения н. с. и потока обмотки экрана при разомкнутой обмотке возбуждения. Запишем решение дифференциальных уравнений н. с. и потоков по обе стороны от экрана (рис. 3,а) в следующем виде:

$$\dot{\Phi}_{y1} = \dot{B}_1 e^{\dot{p}y_1} + \dot{B}_2 e^{-\dot{p}y_1}; \quad \dot{\Phi}_{y2} = \dot{B}_3 e^{\dot{p}y_2} + \dot{B}_4 e^{-\dot{p}y_2}; \quad (14)$$

$$\dot{F}_{y1} = \frac{\dot{p}}{g} (\dot{B}_1 e^{\dot{p}y_1} - \dot{B}_2 e^{-\dot{p}y_1}); \quad \dot{F}_{y2} = \frac{\dot{p}}{g} (\dot{B}_3 e^{\dot{p}y_2} - \dot{B}_4 e^{-\dot{p}y_2}). \quad (15)$$

Учитывая граничные условия:

$$\Phi_{y1} = 0 \text{ при } y_1 = 0; \quad \Phi_{y1} = \Phi_{y2} \text{ при } y_2 = l_c - \Delta;$$

$$F_{y2} = 0 \text{ при } y_2 = 0; \quad \dot{F}_{y2} = \dot{F}_{y1} - \dot{F}_a,$$

определим постоянные интегрирования в (14) и (15):

$$\dot{B}_1 = -\dot{B}_2 = \dot{F}_a \frac{gch\dot{p}(l_c - \Delta)}{2\dot{p}ch\dot{p}l_c}; \quad \dot{B}_3 = \dot{B}_4 = \dot{F}_a \frac{gsh\dot{p}\Delta}{2\dot{p}ch\dot{p}l_c}.$$

Для распределения н. с. и потоков в экране окончательно получаем:

$$\dot{\Phi}_{y1} = \dot{F}_a \frac{g}{p} \frac{ch\dot{p}(l_c - \Delta)}{ch\dot{p}l_c} sh\dot{p}y_1;$$

$$\dot{F}_{y1} = \dot{F}_a \frac{ch\dot{p}(l_c - \Delta)}{ch\dot{p}l_c} ch\dot{p}y_1; \quad (16)$$

$$\dot{\Phi}_{y2} = \dot{F}_a \frac{g}{p} \frac{sh\dot{p}\Delta}{ch\dot{p}l_c} ch\dot{p}y_2; \quad \dot{F}_{y2} = \dot{F}_a \frac{sh\dot{p}\Delta}{ch\dot{p}l_c} sh\dot{p}y_2. \quad (17)$$

Индуктивность подвижного экрана определим из (16) при $y_1 = \Delta$ или из (17) при $y_2 = l_c - \Delta$:

$$L_a = \dot{w}_a^2 \left[G_{a.0} + \frac{\dot{p}}{g} \frac{ch\dot{p}(l_c - \Delta)}{ch\dot{p}l_c} sh\dot{p}\Delta \right].$$

В (16) и (17) н. с. экрана $\dot{F}_a$ неизвестна. Согласно (3) и (13) определяем:

$$\dot{F}_a = -j\dot{F}_n \frac{g}{p} \frac{\omega \dot{w}_a^2 sh\dot{p}\Delta}{\dot{z}_a ch\dot{p}l_c}.$$

Подставив в (16) и (17) значение н. с., с учетом $y_1 = \Delta - x_1$ и $y_2 = l_c - \Delta - x_2$ получаем:

$$\dot{\Phi}_{ax1} = -ja\dot{\Phi}_{nx1}; \quad \dot{F}_{ax1} = -ja\dot{F}_{nx1};$$

$$\dot{\Phi}_{ax2} = jb\dot{\Phi}_{nx2} \frac{ch\dot{p}(l_c - \Delta - x_2)}{sh\dot{p}(\Delta + x_2)};$$

$$\dot{F}_{ax2} = -jb\dot{F}_{nx2} \frac{sh\dot{p}(l_c - \Delta - x_2)}{ch\dot{p}(\Delta + x_2)},$$

где

$$a = \frac{\omega \dot{w}_a^2 g sh\dot{p}\Delta}{\dot{z}_a \dot{p} ch\dot{p}l_c} ch\dot{p}(l_c - \Delta); \quad b = a \frac{sh\dot{p}\Delta}{ch\dot{p}(l_c - \Delta)}.$$

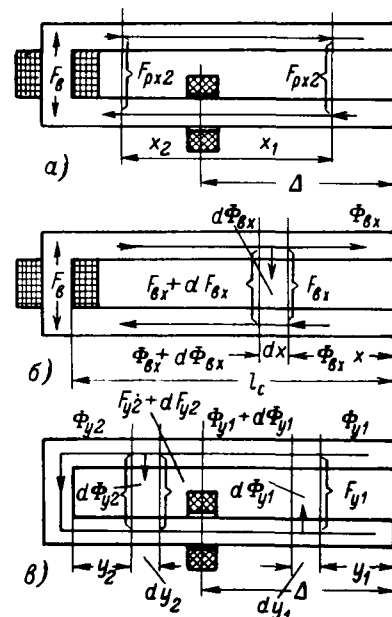


Рис. 3. К расчету закона распределения н. с. и потока вдоль длинных стержней магнитопровода.

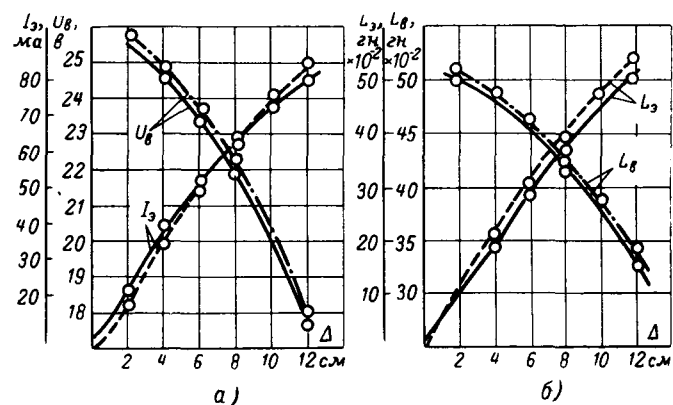


Рис. 4. Экспериментальные и расчетные зависимости тока экрана и напряжения обмотки возбуждения (а), индуктивностей экрана и обмотки возбуждения (б) от положения экрана. — эксперимент; --- расчет.

Согласно (12) потоки и н. с. обмотки возбуждения в сечениях x_1 и x_2 определяются выражениями:

$$\dot{\Phi}_{ax1} = \dot{F}_a \frac{g}{p} \frac{\operatorname{sh} p(\Delta - x_1)}{\operatorname{ch} pl_c}; \quad \dot{F}_{ax1} = \dot{F}_a \frac{\operatorname{ch} p(\Delta - x_1)}{\operatorname{ch} pl_c};$$

$$\dot{\Phi}_{ax2} = \dot{F}_a \frac{g}{p} \frac{\operatorname{sh} p(\Delta + x_2)}{\operatorname{ch} pl_c}; \quad \dot{F}_{ax2} = \dot{F}_a \frac{\operatorname{ch} p(\Delta + x_2)}{\operatorname{ch} pl_c}.$$

Подставив в (7) и (8) эти значения, получим законы распределения н. с. и потоков вдоль стержней при наличии подвижного экрана:

$$\dot{\Phi}_{px1} = \dot{\gamma}_1 \dot{\Phi}_{ax1}; \quad \dot{F}_{px1} = \dot{\gamma}_1 \dot{F}_{ax1}; \quad (18)$$

$$\dot{\Phi}_{px2} = \dot{\gamma}_2 \dot{\Phi}_{ax2}; \quad \dot{F}_{px2} = \dot{\gamma}_2 \dot{F}_{ax2}. \quad (19)$$

где

$$\dot{\gamma}_1 = 1 - j\dot{a}; \quad (20)$$

$$\dot{\gamma}_2 = 1 - j\dot{b} \frac{\operatorname{ch} p(l_c - \Delta - x_2)}{\operatorname{sh} p(\Delta + x_2)}; \quad (21)$$

$$\dot{\gamma}_3 = 1 + j\dot{b} \frac{\operatorname{sh} p(l_c - \Delta - x_2)}{\operatorname{ch} p(\Delta + x_2)}. \quad (22)$$

Из (18)–(22) видно, что для определения н. с. и потоков достаточно найти эти же величины при отсутствии экрана и рассчитать комплексные переменные коэффициенты.

На рис. 4 показаны экспериментальные и расчетные зависимости тока I_a и индуктивности L_a экрана и напряжение U_a и индуктивность L_a обмотки возбуждения от положения экрана, построенные для магнитной цепи индукционного датчика линейных перемещений со следующими данными: $I_a = 0,12$ а; $w_a = 1320$; $w_a = 1500$; $l_c = 14$ см; $S_c = 1$ см²; $g = 2,14 \cdot 10^{-6}$ гн/м. В начале и конце зависимостей расхождение между экспериментальными и расчетными точками более значительно, чем на среднем участке. Это объясняется нарушением однородности около обмотки возбуждения и наличием торцевого магнитного потока, что не было учтено при расчетах. Однако выведенное соотношение на основании отдельных допущений, как это видно из рис. 4, достаточно точно отражает характер процессов, имеющих место в последовательной магнитной цепи с подвижным экраном и с сосредоточенной н. с.

Литература

1. Буль Б. К. и Абдуллаев Я. Р., Индукционный датчик, Авторское свидетельство № 222905, Бюлл. изобр., 1968, № 23.
2. Зарипов М. Ф., Преобразователи с распределенными параметрами, изд-во «Энергия», 1969.
3. Буль Б. К., Основы теории и расчета магнитных цепей, изд-во «Энергия», 1964.

[23.3.1970]



УДК 621.316.542.064.241.027.3

Методика испытания дугогасительных промежутков высоковольтного выключателя, отключающих ток малоомных шунтирующих сопротивлений

Кандидаты техн. наук В. В. КАПЛАН и В. М. НАШАТЫРЬ

Ленинград

Со значительным ростом токов короткого замыкания и скоростей восстановления напряжения в настоящее время получают широкое развитие выключатели с малоомными шунтирующими сопротивлениями. Ввиду весьма большой отключающей способности таких выключателей возникает необходимость на установках ограниченной мощности синтетическим способом испытывать дугогасительные промежутки как главных контактов выключателя (ГК), так и вспомогательных контактов (ВК), работающих в весьма специфических условиях (рис. 1,а). Первая из этих задач рассмотрена в работе авторов «Коммутационные испытания высоковольтных аппаратов» (изд-во «Энергия», 1969).

В ряде современных конструкций выключателей с малоомными шунтирующими сопротивлениями вспомогательные контакты включаются последовательно с основными и обе пары контактов одновременно размыкаются. При этом первоначально через них проходит ток короткого замыкания (рис. 1,б)

$$i_{x.з} = \frac{U_m}{\omega L} \sin \omega t,$$

который при одном из переходов тока через нуль отключается главными контактами ГК, а в дугогасительном промежутке вспомогательных контактов ВК продолжает протекать ток,

ограниченный сопротивлением и равный $\frac{U_{иВ}}{R}$, где $U_{иВ}$ — напряжение, восстанавливающееся на ГК. Значение этого тока определяется соотношением $i_R = \frac{U_m}{R} [\cos \varphi \cos(\omega t - \varphi) - \cos^2 \varphi]$, где

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R}.$$

Здесь U_m — амплитуда напряжения сети; L — индуктивность сети; R — шунтирующее сопротивление выключателя; отсчет времени ведется с момента перехода тока $i_{x.з}$ через нуль.

К моменту перехода тока i_R через нуль его аperiodическая составляющая обычно почти полностью затухает, а потому с большой степенью точности можно считать, что в последние 1,5–2 мсек ток i_R определяется выражением:

$$i_R \approx \frac{U_m \cos \varphi}{R} \cos(\omega t - \varphi).$$

Момент перехода этого тока через нуль t' находим из соотношения:

$$\omega t' - \varphi = \frac{\pi}{2}.$$

В соответствии с этим в момент перехода тока i_R через нуль напряжение сети равно:

$$u = U_m \cos \omega t = -U_m \sin \varphi.$$

После гашения дуги в дугогасительном промежутке вспомогательных контактов восстанавливающееся на них напряжение u_a будет, очевидно, равно напряжению источника сети; если отсчет времени вести от момента начала восстановления напряжения:

$$u_a = U_m \sin(\omega t + \varphi).$$

Как видно из рис. 1,б, в первый момент напряжение толчком восстанавливается до значения $u'_a = -U_m \sin \varphi$, а затем изменяется по синусоидальной кривой. В реальных же условиях из-за наличия паразитных емкостей первоначальное напряжение восстановится не толчком, а с конечной скоростью.

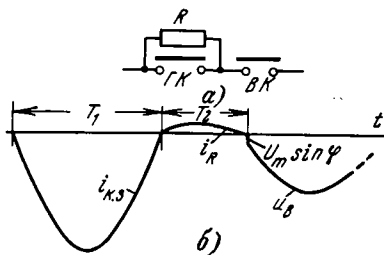


Рис. 1.

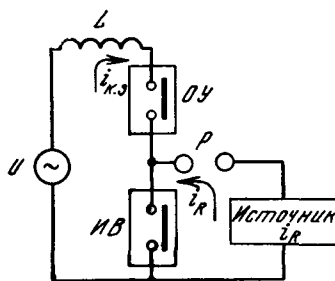


Рис. 2.

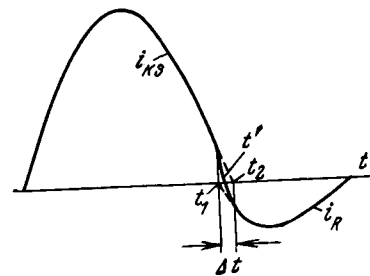


Рис. 3.

Таким образом, схема для испытания вспомогательных разрывов должна обеспечить кривые тока и восстанавливающегося напряжения, соответствующие изображенным на рис. 1, б. Основная трудность воспроизведения указанных условий (если не применять установки полной мощности) обусловлена тем, что до прохождения тока отключения сравнительно небольшой амплитуды через дугогасительный промежуток должен пройти ток короткого замыкания, превышающий его в пять и более раз. Для этой цели могут быть использованы две совмещенные испытательные установки, одна из которых дает возможность воспроизвести ток $i_{K.3}$, а вторая — ток i_R , обусловленный шунтирующим сопротивлением, и напряжение, восстанавливающееся на вспомогательных контактах вслед за отключением тока i_R (рис. 2).

Первая часть схемы рис. 2, содержащая источник э. д. с. пониженного напряжения U , индуктивность L , отключающее устройство OU и испытуемый выключатель IB , рассчитана на получение при пониженном напряжении тока $i_{K.3}$, а вторая часть — на получение тока i_R при соответствующем восстанавливающемся напряжении. Работа схемы основана на наложении этих двух источников.

Первоначально при замыкании первого контура через OU и IB проходит ток $i_{K.3}$. За небольшой промежуток времени Δt , составляющий несколько десятков или сотен микросекунд (рис. 3) до перехода тока $i_{K.3}$ через нуль (момент t_2) срабатывает разрядник P (момент t_1) и через IB начинает проходить ток i_R . В результате, начиная с момента t_1 , через IB будет проходить разность токов ($i_{K.3} - i_R$) и этот ток в момент времени t' перейдет в IB через нуль. Так как производ-

ные токов $\frac{di_{K.3}}{dt}$ и $\frac{di_R}{dt}$ в течение этого промежутка времени

близки друг к другу, то ток, равный их разности, перейдет через нуль с повышенной скоростью, а потому гашение дуги в IB не произойдет, и ток изменит свой знак. В момент времени t_2 ток $i_{K.3}$ в OU пройдет через нуль и дуга в OU будет погашена. В результате ток i_R будет проходить через IB , на котором в дальнейшем восстановится соответствующее напряжение. Из сравнения рис. 2 с кривыми рис. 1, б можно видеть, что схема рис. 2 обеспечивает прохождение через IB такого же тока, как и в реальных условиях.

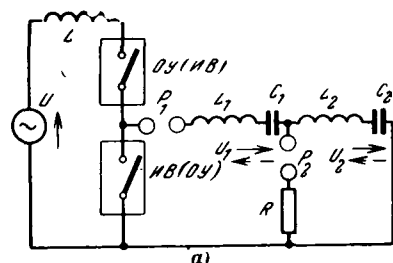


Рис. 4.

Рассмотрим требования, предъявляемые к «источнику тока i_R ». Очевидно, что если бы этот источник математически точно воспроизводил формы кривых напряжения и тока, то он должен был бы представлять собой цепь полной мощности. Поэтому для выигрыша в мощности можно воспользоваться тем обстоятельством, что кажущийся полупериод T_2 тока i_R (рис. 1, б), который необходимо воспроизвести, имеет значительно меньшую продолжительность, чем полупериод T_1 тока

короткого замыкания. Это дает возможность применить для этой цели установки типа колебательного контура, которые при повышенной частоте, как известно, дают существенный выигрыш в испытательной мощности (что, в частности, используется в двухчастотной синтетической схеме). Заметим, однако, что кратность повышения частоты по отношению к промышленной в данном случае примерно двойная, в то время как в двухчастотной схеме эта кратность близка к четырем, а поэтому для получения тех же токов для «источника тока i_R » требуется колебательный контур с батареей значительно большей емкости, чем для синтетической схемы.

К «источнику тока i_R » могут быть предъявлены следующие требования.

1. Обеспечить требуемую продолжительность тока, его амплитуду и производную тока при подходе к нулю.
2. Обеспечить напряжение, восстанавливающееся с большой скоростью сразу после перехода тока через нуль, т. е. соответствующее падению напряжения от тока i_R на индуктивности L цепи полной мощности.
3. Обеспечить амплитуду восстанавливающегося напряжения и время ее достижения.

Эти условия удастся удовлетворить в схеме рис. 4, а, в которой «источник тока i_R » осуществляется в виде связанных колебательных контуров с активной связью.

Заметим, что при удовлетворении требования о воспроизведении производной тока при подходе к нулю одновременно будет обеспечена требуемая величина напряжения, восстанавливающегося сразу после перехода тока через нуль, так как переходное сопротивление испытательной цепи (рис. 4, а) примерно соответствует его значению для реальной сети. Действительно, при быстрых процессах, связанных с подготовкой гашения дуги при подходе тока к нулю емкости C_1 и C_2 в схеме рис. 4, а можно считать закороченными. В то же время индуктивности L_2 , которая при этом включена параллельно сопротивлению R , также существенной роли не играет, поскольку при быстрых процессах $\omega L_2 \gg R$. Тогда переходное сопротивление схемы рис. 4, а представляет собой последовательное соединение L_1 и R , которые выбраны равными соответствующим параметрам реальной цепи. Благодаря указанному соответствию между переходными сопротивлениями испытательная схема будет также обеспечивать эквивалентные условия испытания и до перехода тока в IB через нуль.

При выборе параметров схемы рис. 4, а индуктивность L_1 и сопротивление R принимаются примерно равными значениям индуктивности L реальной сети и шунтирующего сопротивления выключателя. Остальные параметры (C_1 ; C_2 ; L_2) и зарядные напряжения U_1 и U_2 должны быть подобраны так, чтобы удовлетворить сформулированным выше условиям. При этом может быть получено много сочетаний параметров, удовлетворяющих (конечно, приближенно) этим условиям. Следует выбрать те из них, которые более приемлемы с точки зрения реального осуществления схемы.

Выражения для токов и напряжений в схеме рис. 4, а в операторной форме содержат в знаменателе полный полином четвертой степени от оператора p . Поэтому подбор параметров расчетным путем по этим выражениям требует затраты большого времени. Для этой цели, как показал опыт эксплуатации схемы рис. 4, а, лучше всего использовать АВМ.

На рис. 4, б приведена осциллограмма, полученная на АВМ в результате подбора параметров схемы рис. 4, а применительно к испытанию одного из двух дугогасительных промежутков вспомогательных контактов воздушного выключателя на 110 кВ (на ток отключения 50 кА) в режиме отключения тока шунтирующего сопротивления 5 Ом. На осциллограмме записаны ток i в ветви $L_1 C_1$ (рис. 4, а) и напряжение u , представляющее собой сумму падений напряжения на R и C_1

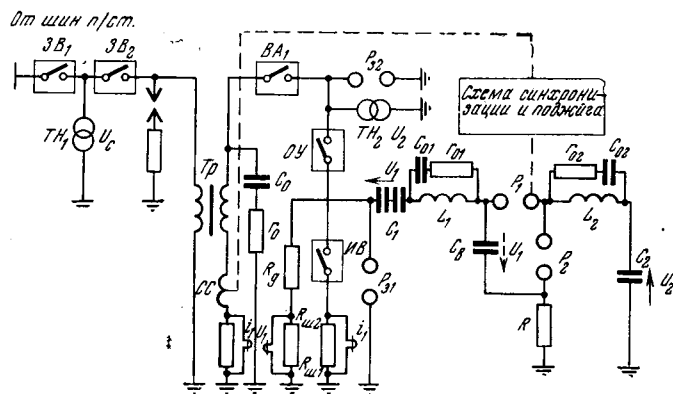


Рис. 5.

Как видно из сравнения кривых рис. 1 и 4,б, схема рис. 4,а дает возможность воспроизвести требуемые формы кривых тока и восстанавливающегося напряжения, так как кривая u (рис. 4,б) с момента перехода тока i через нуль представляет собой кривую восстанавливающегося напряжения u_v (рис. 1).

В соответствии с принципиальной схемой рис. 4,а на рис. 5 приведена развернутая схема испытательной установки, осуществленной на сетевом стенде лаборатории ЭС и ТВН ЛПИ. Питание цепи тока отключения $i_{к.з}$ осуществляется от шин 110 кВ одной из подстанций Ленэнерго через защитно-оперативные выключатели $3B_1$ и $3B_2$ и понижающий трансформатор T (параллельное соединение шести однофазных трехобмоточных трансформаторов типа ОДТ мощностью 10 500 кВА каждый с напряжением обмоток 6,6/21,12/60,34 кВ, соединенных по автотрансформаторной схеме с коэффициентом трансформации $\frac{60,34 + 21,12 + 6,6}{6,6}$).

Вторая часть схемы содержит две конденсаторные батареи C_1 и C_2 , реакторы L_1 и L_2 , сопротивление R и шаровые разрядники P_1 и P_2 . Сигнал на срабатывание P_1 подается от схемы синхронизации и поджига, которая получает импульс от воздушного трансформатора CC , включаемого в цепь основного тока. Шаровой разрядник P_1 устанавливается с таким расчетом, чтобы он срабатывал при напряжении $U_1 + U_2$. Вслед за срабатыванием P_1 срабатывает и разрядник P_2 , так как к нему оказывается приложенным напряжение U_1 вспомогательного конденсатора C_1 , который заряжается до этого напряжения от батареи C_1 при ее подключении в цепь. Разрядник P_2 устанавливается с таким расчетом, чтобы он срабатывал при напряжении U_2 . Так как напряжение U_1 обычно в два и более раз превышает напряжение U_2 , то указанная схема обеспечивает надежное срабатывание разрядника P_2 .

Для защиты каждого из контуров испытательной схемы устанавливаются защитные разрядники P_{31} и P_{32} .

Переходная составляющая восстанавливающегося напряжения регулируется емкостью C_{01} и сопротивлением r_{01} значения которых выбираются для получения тех скоростей восстанавливающегося напряжения, которые нормированы для испытания дугогасительных промежутков главных контактов выключателя.

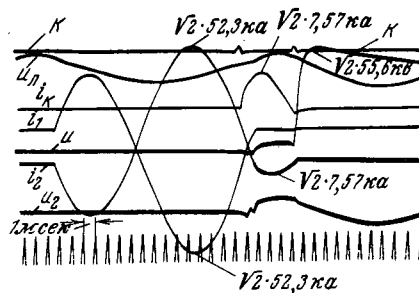


Рис. 6.

Для иллюстрации на рис. 6 приведена осциллограмма испытания одного из двух вспомогательных разрывов воздушного выключателя на 110 кВ (на ток отключения 50 кА) в режиме отключения тока шунтирующего сопротивления 5 Ом. При этих испытаниях оказалось невозможным полностью воспроизвести параметры схемы рис. 4,а, полученные при их подборе на АВМ, так как при этом требовалось значительно больше конденсаторов, чем имелось в испытательной установке. Поэтому испытания проводились при существенно более тяжелых условиях по восстановлению напряжения (большая амплитуда напряжения и меньшее время ее достижения). При этом величина R в схеме рис. 4,а была увеличена до 20 Ом. На осциллограмме записаны: u_1 — напряжение питающей сети; u — напряжение на дуге и восстанавливающееся напряжение на испытуемом выключателе; u_2 — суммарное напряжение на ОУ и ИВ; i_2 — ток в испытуемом выключателе; i_1 — ток в отключающем устройстве; $i_{к.з}$ — ток в цепи колебательного контура; K — регистрация сигналов синхронизирующего устройства.

Опыт эксплуатации схемы рис. 5 показал, что ток i_R не идет целиком через испытуемый выключатель ИВ, как это условно показано на графиках рис. 3, а часть его ответвляется через отключающее устройство ОУ и далее через источник тока $i_{к.з}$, что объясняется малой величиной индуктивности L . При принятых на рис. 3 направлениях токов $i_{к.з}$ и i_R это приводит к тому, что ток в ОУ медленнее подходит к нулю, и этим облегчается гашение в нем дуги.

Указанный характер протекания процесса дугогашения в схеме рис. 4,а дает основание применять эту схему при подключении «источника тока i_R » параллельно не испытуемому выключателю, а отключающему устройству ОУ (как указано в обозначениях, заключенных в скобках на рис. 4,а). При этом одновременно необходимо изменить на обратное по знаку зарядное напряжение конденсаторных батарей U_1 и U_2 (пунктирное обозначение на рис. 4,а). В этом случае токи в ОУ вновь складываются, а в испытуемом выключателе — вычитаются (за счет ответвления части тока в цепь источника тока $i_{к.з}$ с индуктивностью L). В отличие от ранее рассмотренной настройки схемы рис. 4,а, когда «источник тока i_R » подключался параллельно ИВ, в данном случае при гашении дуги в отключающем устройстве оба контура соединяются последовательно, причем ток определяется параметрами и э. д. с. обоих контуров и его величина при этом несколько возрастает.

Рассмотренные схемы содержат те же элементы, что и схемы для испытания дугогасительных промежутков главных контактов выключателя, и режим их работы по существу не отличается от условий эксплуатации двухчастотных синтетических схем.



О ПРИМЕНЕНИИ ДЕРЕВЯННЫХ ОПОР НА ЛИНИЯХ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

(Статья В. В. Буресдорфа, В. В. Овсенко, В. С. Рашкеса,
«Электричество», 1970, № 3)

Канд. техн. наук А. Н. ШЕРЕНЦИС

Москва

В [Л. 1] отмечается, что в энергосистемах Советского Союза количество ВЛ высокого напряжения на деревянных опорах все время уменьшается. Для объяснения причин этого явления проанализируем опыт эксплуатации и строительства таких линий и их технико-экономические показатели.

По отчетным данным за последние годы аварийные повреждения на линиях 35—220 кВ на деревянных опорах вызваны грозовыми перенапряжениями (34,5%), гололедом и ветром, превышающими расчетные значения (20,35%), возгоранием опор от токов утечки (19%), низовыми пожарами и загниванием древесины (9,55%).

Аналогичны причины повреждений деревянных опор и на линиях 6—35 кВ, но к ним еще следует добавить повреждения, наносимые автомашинами и механизмами.

Следовательно, одной из основных причин, препятствующих широкому применению деревянных опор, является их повышенная аварийность, которая по данным [Л. 1] оказалась на 35—40% выше, чем средние значения для линий с металлическими и железобетонными опорами. Поэтому при технико-экономических сравнениях необходимо правильно учитывать повышенные эксплуатационные расходы на проведение большого объема профилактических и восстановительных работ на линиях с деревянными опорами, которые также должны подвергаться дополнительной пропитке в процессе эксплуатации. Выполнение этих работ требует большого количества хорошо подготовленного эксплуатационного персонала.

Принятые в настоящее время нормы амортизационных отчислений и эксплуатационных расходов занижены и не отражают фактических условий эксплуатации ВЛ на деревянных опорах. В некоторых энергосистемах, например в Ленэнерго, при капитальном ремонте ВЛ 35—110 кВ деревянные опоры заменяются железобетонными. Работники системы сообщают, что в результате сокращения количества линий на деревянных опорах повысилась надежность работы электросети и электроснабжения потребителей и исключены эксплуатационные расходы на работы по измерению интенсивности загнивания древесины, подтяжки бандаж и других работ [Л. 2].

Анализируя опыт эксплуатации, авторы указывают, что одним из основных мероприятий, обеспечивающих надежную эксплуатацию линий на деревянных опорах, является качественная пропитка древесины. В связи с этим следует отметить, что в результате проведенных в последнее время работ количество повреждений линий из-за загнивания древесины резко уменьшилось. Поэтому загнивание древесины или монтаж опор из древесины низкого качества только, как уже отмечалось выше, в 9,5% всех случаев явились причиной повреждений.

Повышенная аварийность деревянных опор является следствием целого ряда перечисленных выше причин, а не только плохого качества пропитки.

Авторы подтверждают рекомендуемые в ПУЭ уровни изоляции линий на деревянных опорах и в выводах отмечают, что «использование электроизоляционных свойств дерева позволяет получить высокую грозоупорность линий на деревянных опорах и облегчить требования к их изоляции по воздействию внутренних перенапряжений и рабочего напряжения».

Действительно, как это показано в табл. 2 обсуждаемой статьи, при наличии троса линии на деревянных опорах имеют очень высокую грозоупорность. Однако на линиях без троса грозовые поражения часто сопровождаются расщеплением опор, а также перекрытием или разрушением изоляторов.

Как следует из изложенного выше, использование древесины в качестве дополнительной изоляции снижает надежность работы линий вследствие расщепления при грозовых перенапряжениях. Практически единственным мероприятием для предотвращения грозовых аварий является подвеска тро-

сов, которая авторами рекомендуется для всех линий 220 кВ и линий 110 кВ в районах с частыми грозами. Несмотря на то что подвеска тросов, широко используемых в США на линиях напряжением 115 кВ и выше, приведет к некоторому удорожанию, особенно линий 110 кВ (по данным авторов на 15%), это мероприятие следует применять значительно шире, чем это делается в настоящее время.

К наиболее серьезным последствиям приводят повреждения, возникающие при пробое штыревых изоляторов. В результате грозовых перенапряжений на линиях этой категории происходят длительные отклонения, поэтому следует ускорить разработку конструкции непробиваемых штыревых изоляторов, которые должны найти широкое применение на линиях с деревянными опорами.

Необходимость в ряде случаев применения тросов на линиях 110—220 кВ и одновременного шунтирования дерева не подтверждает выводов о высокой грозоупорности линий на деревянных опорах без троса. Следует отметить, что не требующая пропитки лиственница особенно подвержена расщеплению при грозах.

Постоянно увеличивающиеся масштабы энергетического строительства, а также рост темпов индустриализации Советского Союза привели к тому, что с каждым годом все большее количество линий электропередачи проектируется и сооружается в районах, неблагоприятных для работы изоляции в нормальных режимах. Источниками загрязнения изоляции линий электропередачи часто являются котельные установки, химические, металлургические и цементные заводы, солончак, пыль, химические удобрения полей и т. п.

Данные, приведенные в [Л. 3], показывают, что примерно 50% всех возгораний опор происходит из-за дефектов изоляторов. Причиной остальных случаев явилось загрязнение поверхности изоляторов при влажной погоде и тумане, которые способствовали увеличению токов утечки. В связи с этим в значительной степени лимитируется возможность использования изоляционных свойств дерева, так как появление токов утечки и случаи возгорания деревянных опор регистрируются все чаще. Имеется также большое количество случаев возгорания, не вызвавших аварии, но потребовавших замены поврежденных элементов опор. Кроме того, на линиях с деревянными опорами постоянно регистрируются повреждения из-за низовых пожаров, для предотвращения которых эксплуатационным персоналом выполняется большой объем профилактических работ.

В качестве примера можно указать на значительные убытки, которые приносит возгорание опор на сельскохозяйственных линиях в южных районах СССР. В Азербайджанской ССР на сельских линиях 10 кВ Ленкоранской субтропической зоны 50% общей продолжительности отключений, составляющей 1 672 ч в год, произошло из-за возгорания опор, причем средняя продолжительность одного отключения составила 15,5 ч [Л. 4].

Для предупреждения случаев возгорания авторы предлагают устанавливать на опорах шунтирующие бандаж из медной проволоки и выполнять с помощью стальных проволок заземление подвесок гирлянд на линиях в негрозовых районах. В [Л. 3] отмечается, что эти рекомендации являются недостаточными из-за того, что древесина во время эксплуатации несколько высыхает, и, следовательно, шунтирующие бандаж не смогут постоянно обеспечивать плотный контакт между отдельными деталями опор. Кроме того, наблюдались случаи коррозии стальных проволок. Следует отметить, что профилактические мероприятия, также рекомендуемые авторами, в особенности гидрофобные покрытия, значительно усложняют эксплуатацию линий, в некоторых случаях ликвидируют преимущества, которые должна дать изоляция дерева, но все

же не могут полностью предотвратить опасность возгорания. Поэтому область применения деревянных опор, как правило, должна быть ограничена районами с чистой атмосферой.

К числу эксплуатационных преимуществ деревянных опор, кроме исключительно высокой грозоупорности линий с тросами, следует отнести также значительно меньшие сроки ликвидации аварий, вызванных падением опор.

Следует полностью согласиться с выводами авторов относительно перегрузочной способности деревянных опор и рекомендовать их для широкого применения на линиях 35—110 кВ в районах с частым гололедом.

В связи с отсутствием в настоящее время металлических и железобетонных опор 35—110 кВ с горизонтальным расположением проводов деревянные опоры оказываются наиболее пригодными и для районов с интенсивной плаской проводов.

Широкое распространение в СССР металлических и железобетонных опор, кроме стремления упростить эксплуатацию линий электропередачи, объясняется также необходимостью ускорения темпов строительства электрических сетей, которое могло быть обеспечено только при условии непрерывной поставки на трассу необходимого количества опор и механизации строительных работ. Несомненно, металлические и железобетонные конструкции в несравнимо большей степени, чем деревянные, позволяют унифицировать и механизировать процессы изготовления опор и производства строительных работ.

Авторы отмечают, что за границей составная стойка со сравнительно коротким пасынком не получила распространения, и в то же время подтверждают такое решение для новых унифицированных опор. Несомненно, опоры со стойкой и пасынком конструктивно сложнее, однако в тех случаях, когда отсутствует длинномерный лес, часто будут применяться только такие конструкции. Очевидно также, что с ростом номинального напряжения, увеличением габаритов опор и сопровождающимся при этом усложнением конструктивных решений использование дерева как конструкционного материала становится все более и более затруднительным. Поэтому применение на линиях 345—360 кВ в США и Канаде деревянных опор со стойками длиной до 30 м не следует рассматривать как перспективное направление для линий 330—500 кВ в СССР. Необходимо также отметить, что в испытательных установках сверхвысокого напряжения в США дерево применяется на опытных пролетах только для удешевления конструкций, которые вовсе не должны удовлетворять повышенным расчетным нагрузкам, требуемым для опор линий электропередачи.

Из числа описанных авторами заграничных конструктивных решений наиболее перспективным является применение клееной древесины, позволяющей использовать промышленные методы для изготовления деревянных опор и упростить монтажные работы. Клееная древесина может также применяться для изготовления деревянных траверс, которые устанавливаются взамен металлических при переводе на повышенное номинальное напряжение линий на металлических опорах, X-образных связей между стойками и т. п.

Применение клееной древесины позволит значительно расширить область применения деревянных опор.

Авторы отмечают также широкое применение в СССР одностоечных деревянных опор 6—35 кВ. В связи с этим следует отметить, что в энергосистемах СССР наибольшее число аварий наблюдается на линиях 35 кВ с одностоечными опорами.

Известно, что расчетные затраты являются единственным критерием для технико-экономического сравнения вариантов. Данные, приведенные авторами в табл. 3, показывают, что расчетные затраты на линиях 110 кВ с деревянными и железобетонными опорами практически одинаковы. Однако, как уже

отмечалось выше, эксплуатационная надежность железобетонных опор выше. Значительные преимущества имеют также железобетонные опоры и с точки зрения поточного изготовления и возможностей широкой механизации строительных работ.

Необходимо отметить, что в табл. 3 не приведены расчетные затраты на линии 220 кВ с железобетонными опорами, хотя авторы отмечают, что расчетные затраты в вариантах линий на деревянных и железобетонных опорах будут практически одинаковыми. Отмеченные выше преимущества железобетонных опор 110 кВ еще в большей степени распространяются на линии 220 кВ.

При правильном учете эксплуатационных расходов применение на линиях напряжением 110 кВ и выше металлических опор в ряде случаев также является экономически оправданным.

При технико-экономическом сравнении необходимо учитывать, что использование металлических конструкций позволяет выполнять самые разнообразные опоры, требуемые для тех или иных конкретных условий прохождения трассы линии. Одним из преимуществ линий на металлических и железобетонных опорах является возможность подвески двух цепей на одних опорах. Поэтому авторам технико-экономическое сравнение следовало бы выполнить также и для двухцепных линий. В Ленэнерго на участках параллельного следования двух одноцепных линий 110 кВ при замене деревянных опор устанавливались двухцепные железобетонные, стоимость которых вместе с монтажом по данным [Л. 2] составила только 46% стоимости двух деревянных опор.

Расчеты [Л. 5] показали, что только за счет снижения расходов на замену древесины работы по реконструкции линии с установкой железобетонных опор взамен деревянных окупаются менее чем за 4 года. Кроме того, дополнительная экономия получается за счет уменьшения ширины трассы линии и, следовательно, за счет отсутствия расходов по ее периодической очистке.

Следует также отметить, что экономическая целесообразность применения деревянных опор на линиях напряжением 35 кВ и ниже, особенно при мелких сечениях проводов, никаких сомнений не вызывает.

Вывод. Учитывая все расширяющиеся масштабы сетевого строительства в СССР, деревянные опоры следует рекомендовать для широкого применения на линиях напряжением 35 кВ и ниже, а также в районах с частой и интенсивной плаской проводов. Должны быть также выполнены рекомендации авторов по увеличению эксплуатационной надежности линий высокого напряжения на деревянных опорах.

Литература

1. Бургсдорф В. В. и др., Применение деревянных опор на линиях электропередачи, «Электричество», 1970, № 3.
2. Достижения в области эксплуатации энергетического оборудования в системе Ленэнерго, сб. статей, изд-во «Энергия», 1968.
3. Гусейнов А. К. и др., К вопросу о борьбе с возгоранием деревянных опор высоковольтных линий электропередачи от действия токов утечки, Труды института Гипроморнефть, Баку, 1970.
4. Рагимов А. П., Влияние климатических факторов на надежность электроснабжения субтропической зоны Азербайджанской ССР, «За технический прогресс», 1969, № 5.
5. Наумовский Л. Д., Техничко-экономические обоснования замены деревянных опор железобетонными при капитальном ремонте ЛЭП, сб. «Эксплуатация оборудования высоковольтных сетей», ЦЕНТОЭП, Л., 1965.



О ПРИМЕНЕНИИ ДЕРЕВЯННЫХ ТРАВЕРС И ОПОР В РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЯХ 6—20 кВ

(К статье В. В. Бургсдорфа, В. В. Овсенко, В. С. Рашкеса
«Применение деревянных опор на линиях электропередачи»,
«Электричество», 1970, № 3)

Кандидаты техн. наук О. С. ИЛЬЕНКО, В. Я. СИНЕЛЬНИКОВ,
инженеры В. Г. САНТОЦКИЙ, Л. Ф. МОНАСТЫРСКАЯ

Украинское отделение Сельэнергопроект

В настоящее время распределительные сети 6—10 кВ выполняются, как правило, на одностоечных деревянных, железобетонных опорах и опорах смешанного типа. По данным Министерства энергетики УССР из 150 тыс. км линий 10 кВ, находящихся в эксплуатации в 1969 г. на Украине, около 65% выполнено на деревянных опорах (в том числе с железобетонными пасынками), 32—33% — на железобетонных опорах с железобетонными и металлическими траверсами и 2—3% — на железобетонных опорах с деревянными траверсами или деревянными опорах с металлическими траверсами.

Протяженность линий на железобетонных опорах, которые уже сейчас составляют третью часть распределительных сетей, продолжает непрерывно возрастать. Это объясняется такими их положительными качествами, как большой срок службы, сокращение ежегодных издержек на текущий ремонт и обслуживание, отсутствие опасности возгорания.

Вместе с тем обработка статистических данных областных энергоуправлений сельского хозяйства УССР показала, что повреждаемость изоляторов типа ШФ10-А составляет на 100 км линий: на деревянных опорах — от 1 до 3 изоляторов в год; на железобетонных опорах — от 5 до 50 изоляторов в год.

Применение на железобетонных опорах изоляторов ШФ10-Б вместо ШФ10-А практически не снизило аварийности в сетях 10 кВ по причине повреждения изоляции, а в некоторых случаях даже увеличило ее (из-за частых пробоев изоляторов ШФ10-Б на шейке во время грозы). Основными причинами столь высокой повреждаемости изоляторов на линиях с железобетонными опорами следует считать крайне низкий уровень грозоупорности, низкие разрядные напряжения при загрязнении и увлажнении изоляции, а также высокий градиент эксплуатационного напряжения по пути перекрытия, что создает благоприятные условия для устойчивого горения открытой электрической дуги. Рассмотрим каждую из этих причин.

В [Л. 1] совершенно справедливо отмечается, что на линиях 6—20 кВ из-за их низкого изоляционного уровня эффективность тросов невелика и в сущности единственный путь повышения грозоупорности таких линий — использование деревянных траверс. Действительно, каждый удар молнии в распределительную сеть 6—20 кВ вызывает импульсное перекрытие линейной изоляции. В этих условиях уменьшить количество аварийных отключений от атмосферных перенапряжений можно только снижением градиента эксплуатационного напряжения по пути перекрытия, что уменьшает вероятность перехода импульсного перекрытия в силовую электрическую дугу.

Применение деревянных траверс на линиях с железобетонными опорами напряжением 6—20 кВ повышает также импульсную прочность линейной изоляции и этим значительно сокращает число перекрытий в двух или трех фазах при ударах молнии вблизи линий.

По расчетам авторов этой статьи [Л. 2] применение деревянных траверс снижает количество аварийных отключений от атмосферных перенапряжений в 4—6 раз, а применение деревянных траверс и опор — почти в 10—15 раз по сравнению с применением железобетонных опор и металлических траверс.

Загрязнение и увлажнение изоляции также является одной из основных причин перекрытия изоляторов в распределительных сетях. Например, в приморских районах Крыма около 30% повреждений изоляторов на железобетонных опорах происходит во время грозы, а около 70% — в сырую погоду.

Грязеразрядное напряжение прямо пропорционально длине пути утечки и в небольшой степени зависит от диаметра изоляции и удельной поверхностной проводимости [Л. 3 и 4].

Следовательно, наиболее эффективным путем повышения этого напряжения является увеличение длины пути утечки по поверхности изоляции.

Допустимая удельная длина пути утечки, отнесенная к фазному напряжению для сети с изолированной нейтралью в зависимости от степени загрязнения данного района, оценивается следующими величинами [Л. 5 и 6]: 0 степень загрязнения — 2,1 см/кВ; I степень загрязнения — 2,95 см/кВ; II степень — 4,5 см/кВ; III степень загрязнения — 6 см/кВ.

Исследованиями установлено, что на линиях с металлическими (или железобетонными) траверсами удельная длина пути утечки даже при изоляторах ШФ10-Б оказывается значительно ниже допустимой для районов с III степенью загрязнения (приморские районы с соляными загрязнениями и районы с очень интенсивными промышленными загрязнениями), а при замыкании на землю одной фазы даже для особо чистых районов (0 степень загрязнения) удельная длина пути утечки при изоляторах ШФ10-А ниже допустимой.

Применение деревянных траверс повышает удельную длину пути утечки примерно в 3 раза и позволяет избежать перекрытия по поверхности загрязненных и увлажненных изоляторов для районов с любой степенью загрязнения.

Однако применение деревянных траверс связано с опасностью их возгорания, особенно в районах с повышенной степенью загрязнения. Для предупреждения возгорания принимаются ряд мер, имеющих достаточно высокую эффективность [Л. 1]. С целью определения дополнительных путей борьбы с возгоранием деревянных траверс и опор был рассмотрен [Л. 7] энергетический баланс деревянного цилиндра диаметром D и длиной L и определено напряжение, при котором начинается возгорание:

$$U = L \sqrt{\frac{T_{\text{возг}} - T_0}{\frac{\sigma D^2}{16\lambda} + \frac{\sigma D}{4k} + \frac{\gamma}{k}}},$$

где $T_{\text{возг}}$ и T_0 — значения температур возгорания древесины и окружающей среды; σ и λ — удельные объемные электропроводность и теплопроводность; k — коэффициент теплоотдачи; γ — поверхностная проводимость.

Согласно полученной формуле напряжение, при котором начинается возгорание древесины, может быть повышено путем увеличения длины пути утечки L , температуры возгорания древесины $T_{\text{возг}}$ (огнестойкости) и снижения удельной объемной электропроводности древесины σ (т. е. путем повышения качества ее пропитки). Для увеличения $T_{\text{возг}}$ необходима пропитка древесины специальными химическими составами — антипиренами. Так, в некоторых зарубежных странах, в частности в Швеции, для пропитки древесины применяются соли Болидена, которые являются одновременно хорошими антисептиками и антипиренами.

Повышение теплопроводности древесины λ , коэффициента теплоотдачи k и уменьшение диаметра D , как и снижение поверхностной проводимости γ , также приводят к увеличению напряжения возгорания, однако эти меры представляются менее эффективными.

Чтобы не допустить возгорания древесины, целесообразно также использовать изоляторы с полупроводящей глазурью [Л. 8]. Постоянное подсушивание их поверхности способствует снижению эффективно приложенного к древесине напряжения.

Таким образом, указанные выше дополнительные пути борьбы с возгоранием древесины наряду с рядом мер, перечисленных в [Л. 4], дают возможность утверждать, что применение деревянных траверс может оказаться целесообразным также и в районах с повышенной степенью загрязнения.

Применение деревянных траверс и опор в распределительных сетях 6—10 кВ целесообразно также с точки зрения со-

здания условий быстрого самопогасания открытой электрической дуги, возникшей вследствие разряда по поверхности при атмосферных перенапряжениях или при загрязнении и увлажнении изоляции. Покажем, что на линиях 6—10 кВ с железобетонными опорами возможно устойчивое горение дуги даже при однофазных замыканиях на землю, которые обычно существуют длительное время без отключения линии, что может быть одной из основных причин повреждения изоляторов.

При токах 1—20 А, которые соответствуют однофазному замыканию на землю, критическая длина дуги приближенно определяется формулой [Л. 9]:

$$l_{к.з} = U_{х.х} \frac{I_{к.з}^{0.4}}{86.5}, \text{ см.}$$

где $U_{х.х}$ — напряжение холостого хода, В; $I_{к.з}$ — ток короткого замыкания.

Приводим расчетные значения критической длины дуги при токах от 1 до 20 А и $U_{х.х} = \frac{10}{\sqrt{3}} = 5,8 \text{ кВ}$:

$I_{к.з}, \text{ А}$	1	2	3	5	10	15	20
$l_{к.з}, \text{ см}$	67	88	104	128	168	198	222

Начальная длина дуги ориентировочно составляет 12 см для изолятора ШФ10-А и 20 см — для ШФ10-Б.

Предельная длина дуги, которая имеет место после удлинения столба дуги потоком нагретого воздуха, примерно в 3—6 раз превышает начальную длину [Л. 10]. Дальнейшему удлинению дуги препятствует закорачивание петель, образованных столбом дуги, что особенно часто бывает в тех случаях, когда горизонтальное расстояние между опорными точками дуги невелико, например при фиксировании дуги в месте прожога бетона на железобетонной траверсе. Предельная длина дуги может быть оценена в 60—120 см при металлических и железобетонных траверсах и опорах и в 240—350 см при деревянных траверсах. При деревянных траверсах критическая длина дуги меньше предельной, что свидетельствует о быстром самопогасании открытой дуги при однофазных замыканиях на землю, в то время как при токопроводящих траверсах критическая длина во многих случаях больше предельной, т. е. дуга может существовать устойчиво неограниченное время, что приводит к разрушению изолятора.

Специально поставленные в лаборатории опыты подтвердили это. Так, при $U_{х.х} = 6 \text{ кВ}$ и емкостном токе $I_{к.з} = 8,5 \text{ А}$, что соответствует условиям замыкания на землю в сетях 10 кВ, при перекрытии изоляторов ШФ10-А и ШФ10-Б дуга горела устойчиво.

В течение минуты изолятор (фарфоровый, стеклянный) разрушался полностью или имел многочисленные трещины и отколы по поверхности. При установке изоляторов на деревянных траверсах дуга быстро гасла.

Таким образом, применение деревянных траверс на железобетонных опорах или применение деревянных опор с деревянными траверсами в распределительных сетях 6—10 кВ целесообразно не только с точки зрения уменьшения количества аварийных отключений вследствие атмосферных перенапряжений, но и с точки зрения повышения напряжения разряда вдоль загрязненной и увлажненной поверхности изолятора, а также с точки зрения ускорения самопогасания открытой электрической дуги.

Очень важным является вопрос о сроках службы деревянных опор и траверс. Однако он действительно легко решим при качественной заготовке и хорошей пропитке древесины, как правильно указывается в [Л. 1]. Опыт эксплуатации линий 6—10 кВ на Украине показывает, что срок службы хорошо пропитанных деревянных опор в ряде случаев превышает 25—35 лет. Так, например, в некоторых районах Западной Украины еще находятся в эксплуатации участки линий с деревянными опорами, построенные в начале 30-х годов.

Следует также отметить, что в настоящее время интенсивно ведутся работы по созданию изолирующих опор и траверс из стеклопластика и других синтетических материалов, обладающих изолирующей способностью. Однако сравнительно высокая стоимость этих материалов и некоторые другие обстоятельства ограничивают пока широкое применение их при строительстве линий электропередач. Применение деревянных опор и траверс, проверенных длительным опытом эксплуатации, наряду с новыми строительными материалами является весьма целесообразным.

Вывод. Применение деревянных траверс вместо металлических на линиях с железобетонными опорами напряжением 6—20 кВ следует считать одним из основных наиболее экономичных и эффективных путей снижения аварийности этих линий за счет резкого сокращения повреждений изоляции. Учитывая небольшие размеры таких траверс, качественная пропитка их не вызывает существенных трудностей.

Литература

1. Бургсдорф В. В. и др., Применение деревянных опор на линиях электропередачи, «Электричество», 1970, № 3.
2. Синельников В. Я. и др., Надежность электрооборудования и вопросы изоляции в сельских распределительных сетях 10 кВ, сб. «Энергетика и электрификация», Киев, 1969, № 5.
3. Александров Г. Н. и др., Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции, изд-во «Энергия», 1969.
4. Федченко И. К. и Ильенко О. С., Теоретическое исследование разрядных напряжений вдоль загрязненных и увлажненных поверхностей изоляторов, Изв. вузов, «Энергетика», 1969, № 4.
5. Руководящие указания по проектированию и эксплуатации линий электропередачи и распределительных устройств переменного тока 3—500 кВ в районах с загрязненной атмосферой, «Электрические станции», 1966, № 7.
6. Долгинов А. И., Техника высоких напряжений в электроэнергетике, изд-во «Энергия», 1968.
7. Финкельбург В. и Меккер Г., Электрические дуги и термическая плазма, Изд-во иностр. лит., 1961.
8. Левшунов Р. Т. и др., Грязеразрядные напряжения фарфор-дерева и вопросы возгорания деревянных опор, сб. докладов к совещанию-семинару «Надежность работы и вопросы загрязнения высоковольтных изоляторов», Новосибирск, 1968.
9. Федченко И. К. и Ильенко О. С., Определение критических параметров открытой дуги переменного тока методом энергетического баланса, Изв. вузов, «Энергетика», 1964, № 5.
10. Майкопар А. С., Дуговые замыкания на линиях электропередачи, изд-во «Энергия», 1965.



О ПРИМЕНЕНИИ ОБЫЧНЫХ И УПРАВЛЯЕМЫХ ПРЕДОХРАНИТЕЛЕЙ

(Статья В. Л. Фабриканта и др., «Электричество», 1968, № 3)

Канд. техн. наук В. Н. ПЕКЛЕР

Челябинск

Учитывая основные тенденции в развитии высоковольтных распределительных сетей, следует отметить правильность положения [Л. 1] о том, что никакие предохранители обычного типа не могут обеспечить требуемую надежность энергоснабжения в высоковольтных сетях, особенно при их автоматическом секционировании, а также в связи с применением устройств АПВ и АВР.

Рассматривая предложенные в [Л. 1 и 2] конструкции управляемых предохранителей, характеристики которых имеют ряд преимуществ в части обнаружения места повреждения и селективности действия в некоторых режимах, отметим повышенную стоимость и сложность их конструкции, что может уменьшить надежность энергоснабжения и увеличить трудозатраты на обслуживание. Более того, рекомендуется использовать в управляемых предохранителях оборудование типа механических короткозамыкателей и отделителей, которые за время более чем 15-летней эксплуатации зарекомендовали себя как недостаточно надежные, дорогостоящие и медленно действующие аппараты. Особенно ненадежна их работа в условиях гололеда, низких температур, промышленных загрязнений при малоквалифицированном обслуживании. Иногда приходилось значительно уменьшать надежность энергоснабжения, отказавшись от их установки и применяя вместо них либо предохранители обычного типа, либо открытые плавкие вставки. Поэтому следует продолжать совершенствовать управляемые предохранители для создания дешевых и надежных аппаратов для сетей 10 кВ и выше, хотя опыт эксплуатации механических короткозамыкателей и отделителей свидетельствует не в пользу их применения еще и в схемах управляемых предохранителей. Следует учитывать, что стоимость их с ростом напряжения и дополнительными усовершенствованиями также возрастает.

Представляется, что не меньшие возможности в современных условиях развития систем и распределительных сетей по сравнению с управляемыми предохранителями имеют блоки защиты и информации (БЗИ) [Л. 3]. В настоящее время они значительно модернизированы конструктивно (МБЗИ) и представляют собой малогабаритные устройства релейной защиты и легкий коммутационный аппарат, подвешиваемые в петлю (для сети 35—220 кВ) провода линии. Аппаратура релейной защиты, выполняемая на полупроводниковых приборах, имеющих стабильные характеристики в диапазоне изменения температуры окружающей среды, заливается изоляционным компаундом и помещается в небольшом стальном кожухе, защищающем аппаратуру релейной защиты от механических повреждений, влаги, промышленных загрязнений, а также экранирующим ее от электромагнитных полей. Внутри этого же кожуха размещается низковольтный трансформатор тока, который служит источником информации о значении тока в фазе ВЛ и питает оперативным током логическую схему релейной защиты и другие потребители, в частности схему электрозапалов пиропатронов. Пиропатроны размещаются в соседнем кожухе, механически связанном с блоком, в котором находятся низковольтный трансформатор и аппаратура релейной защиты (БЗИ). Блок пиропатронов выполнен таким образом, что при срабатывании защиты в БЗИ и подаче тока в цепь электрозапалов энергией пороховых газов патрона разрывается петля линии, в которой подвешена аппаратура МБЗИ, чем достигается отделение поврежденного оборудования по одной фазе линии от питающей системы; при этом дуга обычно гаснет сама.

Для автоматического отделения оборудования по другим фазам линии (если на них защита не работала из-за отсутствия повреждений на защищаемом оборудовании) на 3—5 мсек раньше взрыва пирозаряда, рвущего петлю линии, происходит выброс металлических тросиков на соседние фазы и (если это необходимо) на специальную заземленную конструкцию, расположенную внизу под местом подвески МБЗИ. В результате этого срабатывают МБЗИ неповрежденных фаз и рвут петли

своих фаз. Сбрасывание тросика на заземленную конструкцию преследует цель вызвать срабатывание защит на питающем конце ЛЭП в случаях, когда дуга при разрыве петли не гаснет сама по себе (в этом случае устройство аналогично короткозамыкателю). Усовершенствованием блока пирозарядов можно добиться гашения дуги непосредственно при разрыве петли ВЛ без отключения ее с питающих сторон.

В настоящее время разработана и частично испытана серия таких аппаратов, предназначенных для отделения и защиты оборудования подстанций без выключателей на стороне высокого напряжения (МБЗИ-1), автоматического секционирования линий распределительной сети (МБЗИ-2), автоматического включения резерва (МБЗИ-3) и некоторые другие. В зависимости от своего назначения одно устройство МБЗИ стоит 5—20 руб. при промышленном изготовлении. Технические характеристики устройств:

время действия после срабатывания релейной защиты 15—20 мсек;

общий ориентировочный вес БЗИ и блока пирозарядов 2—5 кг;

количество устройств МБЗИ на фазу одно; для защиты и отделения одного присоединения необходимо три комплекта МБЗИ;

типы защит — возможно применять любое количество ступеней максимальных токовых защит с независимыми и зависимыми от времени характеристиками срабатывания; при специальном емкостном отборе напряжения от провода ВЛ или с последнего к проводу изолятора можно осуществлять направленную токовую защиту, токовую с вольтметровым пуском.

Защита и отделение оборудования при повреждении с помощью аппаратуры МБЗИ имеет следующие преимущества перед устройствами такого же назначения:

селективность работы защиты устройства такая же, как у обычной релейной защиты;

осуществляются функции обычных предохранителей, короткозамыкателей, отделителей и частично выключателей без использования высоковольтной аппаратуры; кроме того, не применяются высоковольтные трансформаторы тока и напряжения (аппаратура защиты размещена непосредственно под потенциалом высокого напряжения);

стоимость всего комплекса аппаратуры в сопоставимых условиях эксплуатации такая же, как у обычных предохранителей при незначительных затратах на монтаж и эксплуатацию;

надежность аппаратуры весьма велика, так как нет подвижных механических конструкций;

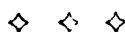
быстрота ликвидации повреждений соизмерима с выключателями и в ряде случаев превосходит их;

применение пирозарядов, имеющих очень высокую надежность и не зависящих от погодных условий, позволяет значительно уменьшить расходы на обслуживание.

Однако широкому применению аппаратуры МБЗИ в энергосистемах должны предшествовать полноценные и всесторонние испытания в различных условиях, а также дальнейшая разработка новых конструкций МБЗИ.

Литература

1. Фабрикант В. Л. и др., О целесообразности применения управляемых предохранителей, «Электричество», 1968, № 8.
2. Гогичайшвили П. Ф. и Хруптилин В. И., К вопросу о применении управляемых предохранителей в распределительных сетях, «Электричество», 1969, № 11.
3. Пеклер В. И., Релейная защита электроустановок без использования высоковольтных трансформаторов тока, Труды ЧИМЭСХ, вып. 15, 1964.



О СТОИМОСТИ КОНТУРОВ ЗАЗЕМЛЕНИЯ

В «Электричестве» № 7, 1969 г. помещена статья М. Юрке «Экономические расчеты заземляющих устройств», в которой для расчета затрат K на устройство заземления предлагается формула

$$K = (p_1 l + p_2 a) n = p_1 n l \left(1 + \frac{p_2 a}{p_1 l} \right),$$

где p_1 — стоимость материала и забивки вертикальных электродов; p_2 — стоимость материала и укладки соединительных полос; l — длина одного вертикального заземлителя; a — расстояние между соседними вертикальными заземлителями; n — число вертикальных заземлителей».

Видимо, при переводе статьи расшифровка символов, входящих в формулу, сделана неверно.

Формула будет справедливой только, если p_1 — стоимость материала и заглубления единицы длины (одного метра) вертикального заземлителя; p_2 — стоимость материала и укладки единицы длины (одного метра) соединительной полосы или единицы длины протяженного заземлителя.

Далее в статье указано, что «по данным проектных организаций отношение p_2/p_1 обычно лежит в пределах $1/2 \div 1/7$ ».

Это утверждение проверено для контуров заземления в грунтах II категории Новосибирской области, причем получены следующие данные.

Стоимость материала и заглубления одного вертикального заземлителя из круглой стали диаметром 12 мм, длиной 5 м составит $p_3 = 1$ руб. 14 коп. Следовательно, стоимость одного метра вертикального заземлителя $p_1 = 23$ коп.

Стоимость одного метра соединительной полосы или протяженного заземлителя из стальной шины сечением 40×4 мм p_2 при глубине траншеи 0,7 м и ширине 0,3 м составит:

при ручной разработке грунта — $p_{2p} = 52,3$ коп;
при разработке траншеи экскаватором и обратной засыпке бульдозером — $p_{2м} = 38$ коп.;
при ручной разработке грунта $p_{2p}/p_1 = 2,3$;
при разработке грунта экскаватором и обратной засыпке бульдозером

$$\frac{p_{2м}}{p_1} = 1,7.$$

Таким образом, исходные данные для отечественных условий будут иными.

Поэтому вывод, что «экономически наиболее целесообразным оказывается заземлитель без вертикальных электродов» подтверждается только для случаев, которые скорее могут быть отнесены к частным.

М. Юрке исследует стоимость контуров заземления в однородных, непромерзающих грунтах.

Проведенные автором расчеты показывают, что контур из протяженного заземлителя дешевле, чем контур с вертикальными заземлителями при ручной разработке грунта только при количестве вертикальных заземлителей более 17 и соответственно при периметре контура из протяженного заземлителя более 125 м, при разработке траншей экскаватором и обратной засыпке бульдозером только при количестве вертикальных заземлителей более 15 и соответственно при периметре контура из протяженного заземлителя более 120 м.

Эти выводы справедливы для грунтов с любым удельным сопротивлением.

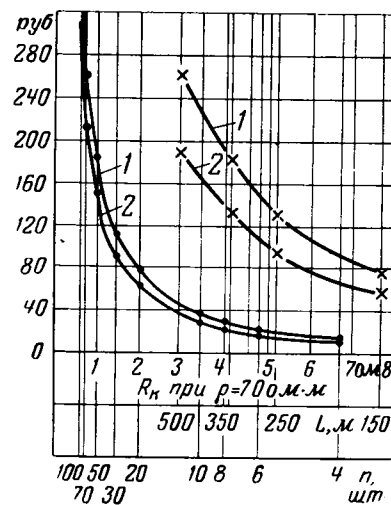
Разработка траншей экскаватором и засыпка их бульдозером применяются в тех случаях, когда эти механизмы находятся на площадке строительства. Но если механизмы для устройства заземления нужно опускать в котлован или транспортировать с другихстроек или баз, то транспортные и такелажные операции могут быть значительно дороже, чем вся работа механизмов. Особенно затруднена их работа в стесненных городских условиях, поэтому ручную разработку и засыпку траншей, к сожалению, приходится рассматривать, как равноправный способ устройства заземлений, особенно небольших размеров.

Самым существенным является то, что устройство заземлений в однородном и непромерзающем грунте, рассматриваемое в статье, может быть принято только как частный случай.

Стоимости контуров заземления в I климатической зоне СССР.

× — протяженный заземлитель длиной L ;
• — контур из n вертикальных электродов.

1 — ручная разработка; 2 — механизированная разработка.



Для СССР характерным следует считать устройство заземлений в первой климатической зоне, охватывающей всю среднюю полосу европейской и азиатской частей страны и характерной сезонным промерзанием грунта на глубину около 2 м, вследствие чего сопротивление растеканию протяженного заземлителя при глубине закладки 0,7 м возрастает в 7 раз (коэффициент сезонности $K_{сз} = 7$), а сопротивление растеканию вертикального заземлителя длиной 5 м можно принять увеличивающимся только в 1,25 раза ($K_{св} = 1,25$) из тех соображений, что заземлитель оказывается погруженным в промерзший грунт всего на $2 - 0,7 = 1,3$ м, т. е. на $1/4$ своей длины.

На рисунке изображены зависимости затрат на устройство заземлений в первой климатической зоне. Причем отчетливо выражены преимущества заземлений с вертикальными электродами.

Сопротивления заземлений менее 3 ом (для $\rho \geq 70$ ом·м) при соизмеримых размерах контуров могут быть получены только с помощью вертикальных заземлителей.

Инж. Л. И. Бердичевский



Публикуем перечень книг из плана издательства «Энергия» на 1971 г. и I квартал 1972 г., которые рекомендуем читателям нашего журнала.

Краткие сведения о содержании этих книг приведены в тематическом плане Издательства 1971 г., который имеется в книжных магазинах.

ТЕРМИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Адамчевский И. Электрическая проводимость жидких диэлектриков. Пер. с польск. 36 л.

Общая электротехника. Под общ. ред. А. Г. Блажкина. 41 л.

Рабинович Э. Д. Сборник задач и упражнений по общей электротехнике. 22 л.

Сучилин А. М. Применение направленных графов к задачам электротехники. 5 л.

Теоретические основы электротехники. В 3-х ч. Ч. 1. Поливанов К. М. Линейные электрические цепи с сосредоточенными постоянными. 25 л.

Теоретические основы электротехники. В 3-х ч. Ч. 2. Жуховицкий Б. Я., Негневицкий И. Б. Четырехполюсники, длинные линии, нелинейные цепи. 19 л.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Бернштейн Л. М. Изоляция обмоток электрических машин общепромышленного применения. 22 л.

Вдовин С. С. Проектирование импульсных трансформаторов. 13 л.

Видеман Е., Келленбергер В. Конструкция электрических машин. 37 л.

Герасимова Л. С., Дейнега И. А. Технология и оборудование производства трансформаторов. 27 л.

Елизаров Е. А., Католиков В. Е., Казаченко Г. А. Системы управления и наладка электроприводов шахтных подъемных машин.

Каган В. Г., Лебедев Г. В., Малинин Л. И. Полупроводниковые системы с двигателями последовательного возбуждения. 7 л.

Копылов И. П., Маринин Ю. С. Тороидальные двигатели. 7 л.

Лазерою Ф., Бикар Н. Шум в электрических машинах и трансформаторах. Пер. с рум. 20 л.

Паластин Л. М. Электрические машины автономных источников питания. 28 л.

Производство литых чугунных деталей электродвигателей. 9 л. («Технология электромашиностроения»).

Синхронные генераторы. 6 л.

Тондль А. Динамика роторов турбогенераторов. Пер. с англ. 33 л.

Трансформаторы. 5 л.

Унгуру Ф., Иордан Г. Система согласованного вращения асинхронных электродвигателей. Пер. с нем. 14 л.

Фомин Б. П., Циханович Б. Г. Переносные суппорты для проточки коллектора и валов в собранных машинах постоянного тока. 4 л. («Технология электромашиностроения»).

Хазан С. И. Турбогенераторы. Повреждения и ремонт. 35 л.

Эксплуатация турбогенераторов с непосредственным охлаждением. 25 л.

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Автоматизированные электроприводы с широтно-импульсными преобразователями. 6 л.

Динамические свойства релейных и импульсных следящих электроприводов. 13 л.

Климов В. П. Тиристорный электропривод с исполнительным двигателем последовательного возбуждения. 6 л.

Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. 17 л.

Мойстель А. М., Найдис В. А., Херсонский Ю. И. Комплектные тиристорные и симисторные устройства для управления асинхронными приводами. 7 л.

Онищенко Г. Б., Юньков М. Г. Электропривод турбомеханизмов. 16 л.

Петров Ю. П. Оптимальное управление электроприводом с учетом ограничения по нагреву. 12 л.

Соколов М. М., Данилов П. Е. Асинхронный электропривод с импульсным управлением в цепи выпрямленного тока ротора. 6 л.

Тиристорный следящий привод.

Шубенко В. А., Браславский И. Я. Асинхронный тиристорный электропривод. 12 л.

Шикуть Э. В., Крайцберг М. И., Фкус П. А. Импульсный регулируемый электропривод с фазными электродвигателями. 9 л.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Аппаратура и методы контроля параметров силовых полупроводниковых вентилях. 12 л.

Барский В. А. Раздельное управление реверсивными тиристорными преобразователями. 6,5 л.

Богрый В. С., Русских А. А. Математическое моделирование тиристорных преобразователей. 11 л.

Касимзаде М. С., Халилов Р. Ф., Дворянкин Д. К. Электроникетические преобразователи. 8 л.

Конструирование силовых полупроводниковых преобразовательных агрегатов. 17 л.

Ситник Н. Х., Шурупов Г. Н. Силовые кремниевые вентиляные блоки. 17 л.

Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением. 9 л.

Шиллинг В. Тиристорная техника. Пер. с нем.

АВТОМАТИКА

Автоматический контроль электротехнического и радиоэлектронного оборудования. 17 л.

Агрегатное построение дискретных струйно-мембранных систем. 6,5 л.

Бесконтактные устройства телеавтоматизации промышленных предприятий. 17 л.

Бессонов А. А. Прогнозирование характеристик надежности автоматических систем при проектировании. 12 л.

Билибин К. И., Духанин А. М., Скороходов Е. А., Намочные работы в производстве элементов электроавтоматики. 11 л.

Брук Б. С. Полярографические методы. 9 л. («Физические и физико-химические методы контроля состава и свойств веществ»).

Бутковский А. Г., Черкашин А. Ю. Оптимальное управление электромеханическими устройствами постоянного тока. 6,5 л.

Виноградов Ю. В. Основы электронной и полупроводниковой техники. 36 л.

Вичес А. И., Гитлиц М. В. Точная магнитная запись. 7 л.

Ротач В. Я. Расчет динамики промышленных систем автоматического регулирования. 31 л.

Силин В. Б., Заковряшкин А. И. Автоматическое прогнозирование состояния аппаратуры управления и наблюдения. 19 л.

Темников Ф. Е., Афонин В. А., Дмитриев В. И. Технические основы информационной техники. 28 л.

Топфер Г., Шрепель Д., Шварц А. Пневматические системы управления. Пер. с нем. 6 л.

Фарзане Н. Г., Илясов Л. В. Автоматические детекторы газов. 9 л. («Физические и физико-химические методы контроля состава и свойств веществ»).

Шестова Г. А., Кошкин А. И. Выбор и оптимизация структуры информационных систем. 16 л.

Юргенсон Р. И. Помехоустойчивость цифровых систем передачи телемеханической информации. 22 л.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Аппаратурная реализация алгоритмов управления непрерывными производствами. 8 л.

Артамонов Г. Т. Анализ производительности ЦВМ методами теории массового обслуживания. 11 л.

Виленин С. Я., Трахтенгерц Э. А. Математическое обеспечение управляющих вычислительных машин. 20 л. («Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством»).

Ицкович Э. Л. Контроль работы производства с помощью УВМ. 22 л. («Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством»).

Однородные структуры. 10 л.

Смолов В. Б., Кантор Е. Л. Мостовые вычислительные устройства. 13 л.

Шилейко А. В. Основы аналоговой вычислительной техники. 16 л.

**ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ
ТЕХНИКИ**

Александров Ф. И., Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного тока. 11 л.

Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А. Транзисторные усилители постоянного тока. 16 л.

Герм Э. И. Бездиодные магнитные логические схемы. 8 л.
Куликов С. В., Чистяков Б. В. Дискретные преобразователи сигналов на транзисторах. 17 л.

Львов Е. Л. Магнитные усилители в технике автоматического управления. 27 л.

Митюшкин К. Г. Расчет и анализ магнитных гистерезисных элементов телемеханических устройств. 12 л.

Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи (Основы теории и расчета). 26 л.

Неуймин Я. Г. Накопительные магнитные усилители. 8 л.
Павлов А. В., Черников А. И. Приемники излучения автоматических опико-электронных приборов. 13 л.

Полторачавлова Г. С., Удалов И. П. Фототристоры. 9 л.
Топфер Г., Шрепель Д., Шварц А. Система пневматических элементов релейной техники. Пер. с нем. 5 л.

Штейнберг Ш. Е., Хвилевский Л. О., Ястребенецкий М. А. Промышленные автоматические регуляторы. 35 л.

**ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И АВТОМАТИЧЕСКИЙ
КОНТРОЛЬ**

Афанасьев Г. Я., Мальцев Ю. С. Цифровые измерительные приборы промышленного назначения. 7 л. («Электроизмерительные приборы»).

Галушкин А. И., Зотов Ю. Я., Шкунов Ю. А. Оперативная обработка экспериментальной информации. 20 л.

Гуральник С. П. Осциллографические гальванометры. 11 л.
Илюкович А. М. Измерение весьма больших сопротивлений. 9 л. («Электроизмерительные приборы»).

Карпов Е. М. Измерительные преобразователи с двумя степенями свободы и их применение. 7 л.

Кудашев Н. В., Сахаров Ю. И. Электроакустическая аппаратура систем автоматического контроля и измерений. 9 л.

Куручкин С. С. Многоканальные счетные системы и корелометры. 16 л.

Ференц В. А. Полупроводниковые струйные анемометры. 9 л.

Цифровые измерительные приборы. 16 л.

Цифровые электроизмерительные приборы. 27 л.

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Александров Г. И. Практика проектирования нелинейных систем управления. 7 л.

Бабинов О. И. Контроль уровня с помощью ультразвуков. 6 л.

Беличенко В. И., Михайлов В. В., Лысевич Л. Е. Двубазовые диоды в автоматике. 6 л.

Белопольский И. И., Тихонов В. И. Транзисторные стабилизаторы на повышенные и высокие напряжения. 6 л.

Бенин В. Л., Кизилов В. У. Статистические измерительные преобразователи электрической мощности. 6 л.

Богданов Д. И. Феррорезонансные стабилизаторы напряжения. 9 л.

Бухгольц В. П., Тисевич Э. Г. Емкостные преобразователи в системах автомеханического контроля и управления. 6 л.

Валитов Р. А., Найдоров В. З., Баржин В. Я. Генераторы стимулирующих сигналов для автоматических систем контроля. 6 л.

Глебов Б. А. Блокинг-генераторы на транзисторах. 7 л.

Зарецкас Р. А., Рагульскене В. Л. Ртутные коммутирующие элементы. 8 л.

Казинер Ю. Ч., Слободкин М. С. Пневматические исполнительные устройства в системах автоматического управления. 7 л.

Константинов В. Г. Многофазные преобразователи на полупроводниковых триодах. 7 л.

Левин В. М. Расходомеры малых расходов для схем промышленной автоматизации. 6 л.

Могилевский В. М. Осциллографические феррометры. 8 л.

Орлов-Шулькин В. В. Согласование датчиков с машинами централизованного контроля. 7 л.

Павлов В. В., Никитин А. В. Логические блоки для управления исполнительными механизмами. 6 л.

Памфилов Р. К. Принципы выбора сельсинов и анализ погрешностей сельсинных трансформаторных схем. 8,5 л.

Петренко А. И., Фесечко В. А. Методы и устройства распознавания цвета объекта. 7 л.

Пилипчатин Е. Н. Логические блоки АСВТ. 7,5 л.

Рыбников С. И. Автоматическое управление намоткой эластичных материалов. 7 л.

Савата И. И. Читающие автоматы. 9 л.

Снайдер Д. Методы состояний для непрерывной оценки в применении к теории связи. Пер. с англ. 6 л.

Соболев О. С. Однотипные связанные системы регулирования. 8 л.

Срибнер Л. А. Путевые переключатели на магнитоуправляемых контактах. 5 л.

Схемы автоматизации с фоточувствительными и излучающими полупроводниковыми приборами. 5 л.

Устинский А. П. Дифференциальные электромагнитные муфты и коробки передач. 6 л.

Харазов К. И. Реле с магнитоуправляемыми контактами. 6 л.

Чудаков А. Д. Цифровые устройства пневматики. 9 л.

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:**

А. А. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, 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., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в набор 16/XI 1970 г.
Формат бумаги 60×90/8
Тираж 10695 экз.

Подписано к печати 30/XII 1970 г.
Усл. печ. л. 12
Цена 80 коп.

Т-18750
Уч.-изд. л. 15,06
Зак. 1451

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Г. Н. Александров — Воздушные линии ультравысокого напряжения	1
В. А. Веников — Моделирование энергетических систем	5
А. Б. Крикунчик — К вопросу о выборе номинальных напряжений электрических сетей	13
М. Я. Вайман — Области допустимых отклонений при исследовании синхронной динамической устойчивости энергосистем вторым методом Ляпунова	19
Ч. М. Джуварлы и Г. А. Миронов — Расчет резонансных перенапряжений в линиях электропередачи на высших нечетных гармониках	23
А. Д. Дроздов и С. Л. Кузнецов — Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах	27
Б. С. Стогний — Анализ и расчет нелинейных трансформаторов тока в переходных режимах	32
С. Б. Васютинский, П. Г. Кохан и А. Д. Красильников — Условия получения обмоток трансформатора с минимальными потерями при чисто осевом поле рассеяния	37
Л. И. Мильман — Расчет механических напряжений растяжения в обмотках трансформаторов с подразделенными проводами	40
Ф. Г. Гусейнов и Э. М. Аббасова — Частотный метод определения параметров электромагнитных тормозов и муфт скольжения с массивным магнитопроводом	44
Б. Ш. Бургин — Передаточные функции электропривода постоянного тока с упругой связью	49
В. В. Каневский, Д. И. Родкин и В. М. Чермалых — Определение оптимальных параметров электрооборудования асинхронно-вентильного привода механизмов с вентиляторным моментом сопротивления	52
А. Е. Слухоцкий, А. С. Васильев и С. Г. Гуревич — Новые схемы однофазных инверторов большой мощности для электротермии	56
С. М. Кацнельсон — Тиристорный инвертор с встречно-параллельными диодами и удвоением частоты	60

А. А. Виноградова — Международная электротехническая комиссия и стандартизация электротехнического оборудования	63
---	----

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Ф. Ф. Галтеев и Е. Г. Орлов — Исследование характеристик импульсного регулятора напряжения при питании его от источника ограниченной мощности	70
Л. Ю. Абрамович и В. А. Гомзин — Эффект полого катода в системе разнопотенциальных промежуточных электродов высоковольтных газоразрядных вентилялей	72
И. З. Богуславский и Ф. М. Детинко — Определение температуры обмоток мощных генераторов с помощью динамической характеристики	74
Н. И. Коновалов и Б. Д. Дунаев — Экспериментальное определение к. п. д. асинхронных двигателей по элементам их конструкции	76

СООБЩЕНИЯ

Б. П. Петров — Внешние и электромеханические характеристики тягового двигателя постоянного тока при импульсном управлении	77
Я. Р. Абдуллаев — Расчет последовательной магнитной цепи с подвижным экраном	80
В. В. Каплан и В. М. Нашатырь — Методика испытания дугогасительных промежутков высоковольтного выключателя, отключающих ток малоомных шунтирующих сопротивлений	83

ДИСКУССИИ

О применении деревянных опор на линиях электропередачи — А. Н. Шеренцис. О применении деревянных траверс и опор в распределительных сетях 6—20 кв — О. С. Ильенко, В. Я. Синельников, В. Г. Сантоцкий, Л. Ф. Монастырская. О применении обычных и управляемых предохранителей — В. Н. Пеклер	86
--	----

ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА

О стоимости контуров заземления	91
---	----



CONTENTS

UHV Overhead Transmission Lines — G. N. Alexandrov	1
Simulation of Power Systems — V. A. Venikov	5
Selection of Optimum Nominal Voltages for Networks — A. B. Krikunchik	13
Regions of Permissible Deviations in Determining Synchronous Transient Stability of Power Systems by Liapunov's Second Method — M. J. Wayman	19
Calculation of Resonant Overvoltages on Transmission Lines Due to Higher Odd Harmonics — C. M. Djavarli, G. A. Mironov	23
The Secondary Current Waveshape in Current Transformers for Relay Protection During Transients and the Steady State — A. D. Drozdov, S. L. Kudjekov	27
Analysis and Design of Non-linear Current Transformers During Transients — B. S. Stogny	32
Conditions for Obtaining Minimum Loss Transformer Windings with a Completely Axial Leakage Field — S. B. Vasiutinski, P. G. Kokhan, A. D. Krasilnikov	37
Calculation of Tensile Stresses in Transformer Windings with Subdivided Conductors — L. I. Milman	40
A Frequency Method for Determining the Parameters of Slip Type Electromagnetic Brakes and Couplings with a Solid Magnetic Circuit — F. G. Guseinov, E. M. Abbasova	44
Transfer Functions for a D. C. Drive with Elastic Feedback — B. S. Burgin	49
Determining the Optimum Parameters for the Electrical Equipment in an Asynchronous — Electronic Drive for Mechanisms with Ventilator Torques — V. V. Kanevskii, D. I. Rodkin, V. M. Chermalikh	52
New Schemes for Large Single — phase Invertors for Electrothermics — A. E. Slukhotski, A. S. Vasiliev, S. G. Gurevitch	56

A Thyristor Type Invertor with Parrallelly Bucking Connected Diodes and Frequency Doubling — S. M. Katznelson	60
The International Electrotechnical Commission and Standardization of Electrical Equipment — A. A. Vиноградова	63

FROM OPERATING EXPERIENCE

A Study of Voltage Pulse Regulator Characteristics for Supply From a Source of Limited Capacity — F. F. Galteyev, E. G. Orlov	70
The Hollow Cathode Effect in a System of Multipotential Intermediate Electrodes in H. V. Gas Discharge Valves — L. U. Abramovitch, V. A. Gomzin	72
Determining the Temperature of Large Generator Windings by Means of Dynamic Characteristics — I. Z. Boguslavski, F. M. Detinko	74
Determining Experimentally the Efficiency of Induction Motors From Their Design Elements — N. I. Konovalov, B. D. Dunaev	76

REPORTS

The External and Electromechanical Characteristics of a. D. C. Traction Motor with Pulse Control — B. P. Petrov	77
Calculating a Series Magnetic Circuit with a Movable Screen — J. R. Abdullaev	80
A Method of Testing the Arc Extinguishing Gaps of a. H. V. Breaker for Interruption of Current in Small Shunt Resistances — V. V. Kaplan, V. M. Nashatir	83

DISCUSSION	86
----------------------	----

NOTES AND LETTERS	91
-----------------------------	----

Воздушные линии ультравысокого напряжения

Александров Г. Н.

«Электричество», 1971, № 1

Описаны исследования электрической прочности больших воздушных промежутков, выполненные на наружно-испытательном стенде, позволяющем проводить измерения 50%-ных разрядных напряжений гирлянд длиной до 9 м. Полученные результаты послужили исходными данными для определения минимальных изоляционных расстояний на линиях 1 000—2 500 кВ.

Приведены результаты расчетов по определению предпочтительных конструкций проводов для линий ультравысокого напряжения. Илл. 2. Библ. 11.

УДК 621.311.001.57

Моделирование энергетических систем

Веников В. А.

«Электричество», 1971, № 1

Статья, написанная в связи с 25-летним юбилеем динамической модели МЭИ, отражает методологию исследований, принятую в этой лаборатории, и показывает пути развития теории подобия и моделирования, возможности объединения их с методами теории планирования эксперимента.

Показывается полная возможность применения этих методов для решения задач, относящихся к любым стохастическим, нелинейным, неоднородным большим системам кибернетического типа. Указывается возможность в отношении создания регулирующих и прогнозирующих устройств, применяющих приемы моделирования. Илл. 6.

УДК 621.3.015:621.315.1

Выбор оптимальных номинальных напряжений электрических сетей

Крикунчик А. Б.

«Электричество», 1971, № 1

Рассмотрены факторы, влияющие на выбор оптимального напряжения отдельной ВЛ, а также на выбор оптимальной системы напряжений для энергетических районов. Применение одноцепных ВЛ вместо двухцепных не должно служить препятствием к выбору более высокого напряжения. Близкие по своим номинальным значениям напряжения не выгодно применять в одной и той же энергосистеме. Сочетание напряжений 220 и 110 кВ в большинстве случаев не является оптимальным. В современных условиях в обжитых районах сочетание напряжений 110—330—750 кВ является более выгодным и перспективным, чем сочетание напряжений 110—220—500 кВ. В энергосистемах же, где развиты сети 220 кВ или сети с сочетанием напряжений 220 и 500 кВ, как правило, применять напряжения 330 кВ невыгодно. Как и в энергосистемах, где имеются сети 330 кВ, они должны по мере необходимости наращиваться сетями 750 кВ и в них не следует вводить ВЛ 220 и 500 кВ. Табл. 3. Библ. 5.

УДК 621.3.016.352

Области допустимых отклонений при исследовании синхронной динамической устойчивости энергосистем вторым методом Ляпунова

Вайман М. Я.

«Электричество», 1971, № 1

Предложен способ исследования устойчивости «в большом» с помощью функций Ляпунова и обобщенных условий Гурвица. Алгоритм может быть использован для определения координат седловой точки. Способ может быть применен как для анализа уравнений энергосистем в консервативной идеализации, так и при учете переходных процессов в обмотках возбуждения синхронных машин. Илл. 2. Библ. 8.

УДК 621.316.94

Расчет резонансных перенапряжений в линиях электропередачи на высших нечетных гармониках

Джуварлы Ч. М., Мионов Г. А.

«Электричество», 1971, № 1

На основе асимптотических методов Крылова — Боголюбова — Митропольского дается методика расчета феррорезонансных перенапряжений на нечетных гармониках в сложных схемах с несколькими нелинейными элементами. Илл. 1. Библ. 4.

УДК 621.314.224.088.002.24

Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах

Дроздов А. Д., Кужеков С. Л.

«Электричество», 1971, № 1

Предложенный метод расчета мгновенных значений вторичного тока трансформатора тока, в основу которого положено использование «спрямленной» характеристики, позволяет более точно описать характерные точки кривой вторичного тока: момент насыщения сердечника, момент выхода из насыщения, момент перехода через нуль, а также зону «идеальной» трансформации и погрешность по переходу тока через нуль и заданный уровень. Это позволяет производить анализ правильности действия многих электромеханических и полупроводниковых защит.

Область применения «спрямленной» характеристики охватывает большинство существующих трансформаторов тока. Ошибки, получаемые в расчетах, не превышают 10%. Илл. 5. Библ. 11.

УДК 621.314.224

Анализ и расчет нелинейных трансформаторов тока в переходных режимах

Стогний Б. С.

«Электричество», 1971, № 1

Замкнутые частные циклы перемagnetивания, определяемые периодической составляющей тока намагничивания, практически не влияют на процесс намагничивания сердечника трансформатора тока аperiodической составляющей и в нелинейном трансформаторе ее можно рассматривать как результат действия только соответствующей составляющей первичного тока. Сделан вывод о возможности расчета переходных режимов нелинейных трансформаторов методом наложения составляющих первичного тока в следующей последовательности: аperiodической, а затем периодической. Получена инвариантная по отношению к характеристике сердечника трансформатора зависимость между максимальным относительным значением аperiodической составляющей тока намагничивания и временем ее достижения. Илл. 5. Библ. 16.

УДК 621.314.21.045.017.2

Условия получения обмоток трансформатора с минимальными потерями

Васютинский С. Б., Кохан П. Г., Красильников А. Д.

«Электричество», 1971, № 1

Рассмотрены условия получения обмоток двух- и многообмоточных трансформаторов с минимальными потерями при чисто осевом поле рассеяния. Указан путь для определения оптимальных размеров двойных concentрических обмоток и обмоток, состоящих из нескольких слоев транспонированного провода. Проанализирована разница в определении оптимальных размеров непрерывных катушечных и винтовых обмоток. Показано, в каких случаях можно пользоваться условиями получения минимального омического сопротивления вместо минимального активного сопротивления. Илл. 2. Библ. 8.

УДК 621.314.21.045.014.32.001.24

Расчет механических напряжений растяжения в обмотках трансформаторов с подразделенными проводами

Мильтман Л. И.

«Электричество», 1971, № 1

Изложена методика расчета динамической прочности обмоток трансформаторов с подразделенными проводами при действии радиальных усилий короткого замыкания. Определение механических напряжений и деформаций ведется с учетом пластических свойств проводникового материала и неравномерного распределения изоляции по радиальной ширине катушки. Показано, что расчет напряжений необходимо вести с учетом толщины общей витковой изоляции проводов, так как в противном случае получаются заниженные значения деформаций крайних проводов, что приводит к неверной оценке их влияния на электрическую прочность главной изоляции. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 621.313.3:681.14

Частотный метод определения параметров электромагнитных тормозов и муфт скольжения с массивным магнитопроводом

Гусейнов Ф. Г., Аббасова Э. М.

«Электричество», 1971, № 1

Исследуется возможность эквивалентирования электромагнитных тормозов и муфт скольжения с массивным магнитопроводом сосредоточенными контурами. Выведены аналитические уравнения связи между показателями переходного процесса и параметрами эквивалентных контуров при любых скоростях вращения ротора. Дан алгоритм расчета параметров. На ИВМ «Урал-3» определены параметры контуров модельного образца ЭМТ с использованием результатов экспериментального исследования. Построены механические характеристики ЭМТ. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 10.

Передаточные функции электропривода постоянного тока
с упругой связью

Бургин В. Ш.

«Электричество», 1971, № 1

Передаточные функции электропривода постоянного тока с упругой связью получены на основе матричной формы записи дифференциальных уравнений, описывающих двухмассовую систему. В статье приведены двенадцать передаточных функций, связывающих выходные переменные с управляющим и возмущающим воздействиями. Используя приведенные передаточные функции, учитывающие обратные связи двухмассовой упругой системы, можно анализировать свойства систем автоматического управления как разомкнутых, так и замкнутых по скорости двигателя или рабочего органа, по току двигателя.

Полученные передаточные функции могут быть использованы для анализа устойчивости и качества САП, а также для исследования влияния параметров САП на динамику системы. Илл. 1. Библ. 5.

Исследование характеристик импульсного регулятора
напряжения при питании его от источника
ограниченной мощности

Галтеев Ф. Ф., Орлов Е. Г.

«Электричество», 1971, № 1

Рассматриваются характеристики дискретных регуляторов напряжения синхронных генераторов типа «возбуждения» и «подмагничивания» с учетом параметров источника питания. Приведены выражения для границ существования синхронных и скользящих режимов в системе «регулятор — источник питания». Полученные соотношения подтверждены экспериментально. Илл. 2. Библ. 3.

Определение оптимальных параметров
электрооборудования асинхронно-вентильного привода
механизмов с вентильным моментом сопротивления

Каневский В. В., Родькин Д. И.,
Чермалых В. М.

«Электричество», 1971, № 1

Приводится методика определения мощности основных элементов асинхронно-вентильного каскада, предназначенного для привода механизмов с вентильным моментом сопротивления. Показано, что применение раздельного управления группами вентилей инвертора позволяет существенно снизить (в сравнении с совместным управлением) установленную мощность согласующего трансформатора, сглаживающего дросселя и устройств компенсации реактивной энергии, потребляемой каскадом. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 7.

Эффект полого катода в системе разнотенциальных
промежуточных электродов высоковольтных
газоразрядных вентилей

Абрамович Л. Ю., Гомзин В. А.

«Электричество», 1971, № 1

В системе промежуточных электродов высоковольтных газоразрядных вентилей в непроводящий период может возникать тлеющий разряд с полым разнотенциальным катодом, приводящий к срыву деления напряжения. В статье приведены результаты исследования закономерности горения такого разряда и способы борьбы с его появлением. Эксперименты проводились в неоне и гелии при давлении 0,25—2 мм рт. ст. Илл. 4. Библ. 11.

Новые схемы однофазных инверторов большой мощности
для электротермии

Слухоцкий А. Е., Васильев А. С.,
Гуревич С. Г.

«Электричество», 1971, № 1

Анализируются новые схемы однофазных инверторов, работающих на переменную нагрузку (в виде колебательного контура) и на повышенных частотах, необходимых для установок индукционного нагрева. Илл. 5. Библ. 2.

Определение температуры обмоток мощных генераторов
с помощью динамической характеристики

Вогуславский И. З., Детинко Ф. М.

«Электричество», 1971, № 1

Изложен метод определения температуры обмоток ротора и статора с непосредственным охлаждением в переходном и установившемся режимах. Метод основан на использовании динамической характеристики и удобен для реализации с помощью вычислительной машины. Табл. 2. Илл. 1. Библ. 6.

Тиристорный инвертор с встречно-параллельными
диодными и удвоением частоты

Кацнельсон С. М.

«Электричество», 1971, № 1

Рассматривается тиристорный преобразователь повышенной частоты для питания установок индукционного нагрева вместо менее экономически эффективных машинных генераторов.

Схема преобразователя способна работать как при коротких замыканиях нагрузки, так и при холостом ходе.

Рассмотрены электромагнитные процессы, происходящие в преобразователе, и приведены сведения о его промышленном внедрении. Илл. 3. Библ. 5.

Экспериментальное определение к. п. д. асинхронных
двигателей по элементам их конструкции

Коновалов Н. И., Дунаев Б. Д.

«Электричество», 1971, № 1

Предлагается новый метод определения к. п. д. асинхронных двигателей, выгодно отличающийся от существующих способов тем, что он не требует разделения потерь холостого хода на потери в стали и механические. Это особенно важно в условиях эксплуатации при определении к. п. д. крупных двигателей напряжением выше 1000 в, широко применяемых в системе собственного расхода ТЭС. Библ. 3.