

УДК 621.314.1:621.33

Система преобразования постоянного тока на электровозах

Доктор техн. наук, проф. В. Е. РОЗЕНФЕЛЬД,

канд. техн. наук, доц. В. В. ШЕВЧЕНКО

канд. техн. наук, доц. В. А. МАЙБОГА и канд. техн. наук Г. П. ДОЛАБЕРИДЗЕ

Московский энергетический институт

Успехи, достигнутые в создании мощных полупроводниковых приборов, открыли широкие возможности для преобразования как переменного, так и постоянного тока с помощью статических устройств. На магистральном железнодорожном транспорте статические преобразователи тока могут быть использованы для создания систем безреостатного и бесконтактного управления тяговыми двигателями электровозов и моторных вагонов, для повышения постоянного напряжения до 6 кВ на участках 3 кВ, для электроснабжения пассажирских вагонов непосредственно от контактной сети и т. д. Над этими проблемами в настоящее время работают многие научные организации страны.

Особо важное значение имеет проблема создания системы электрической тяги постоянного тока высокого напряжения. В 1964—1965 гг. СКБЭ Тбилисского электровозостроительного завода им. В. И. Ленина на основании разработок кафедры электрического транспорта Московского энергетического института был выполнен технический проект электровоза ВЛ8 с преобразователем постоянного тока. Для преобразования тока предполагалось использовать статический преобразователь, состоящий из автономного инвертора, работающего в режиме прерывистого тока, инверторного трансформатора, понижающего напряжение, и управляемого выпрямителя [Л. 1]. Проектирование показало, что размещение преобразователя с явно выраженным промежуточным звеном переменного тока на механической части электровоза постоянного тока затрудняет обеспечение давления колесных пар на рельсы в пределах, допустимых по нормам.

Принцип прерывистого тока, использованный в автономном инверторе, позволяет производить

преобразование постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения без явно выраженного звена переменного тока. Исключение звена переменного тока из системы преобразования значительно уменьшает вес преобразователя и облегчает условия размещения его на электровозе. Поэтому для системы электрической тяги постоянно-постоянного тока (постоянный ток — в контактной сети, на электровозе — двигатели постоянного тока) целесообразно применить преобразование без звена переменного тока (импульсное преобразование тока).

Сущность импульсного преобразования заключается в том, что с помощью управляемых вентилях и элементов, способных накапливать и отдавать электромагнитную энергию, т. е. индуктивностей и емкостей, из постоянного тока формируются чередующиеся импульсы тока, которые поступают в нагрузочный контур. Сглаживание пульсаций тока в питающей сети и в цепи нагрузки достигается применением фильтров и многофазных систем преобразования. Мощность, поступающая в нагрузку, определяется формой импульсов (амплитудой и продолжительностью) и частотой их следования [Л. 2]. В связи с этим возможны способы регулирования нагрузки путем воздействия на форму импульсов или на частоту их следования. Ниже рассматривается система преобразования применительно ко второму способу регулирования.

На рис. 1,а показана принципиальная схема одной фазы импульсного преобразователя постоянного тока в режиме тяги. Его основными элементами являются индуктивность L_ϕ и емкость C_ϕ фильтра, токоограничивающий дроссель L , управляемый B , разделительный B_p и обратный B_o вентили и на-

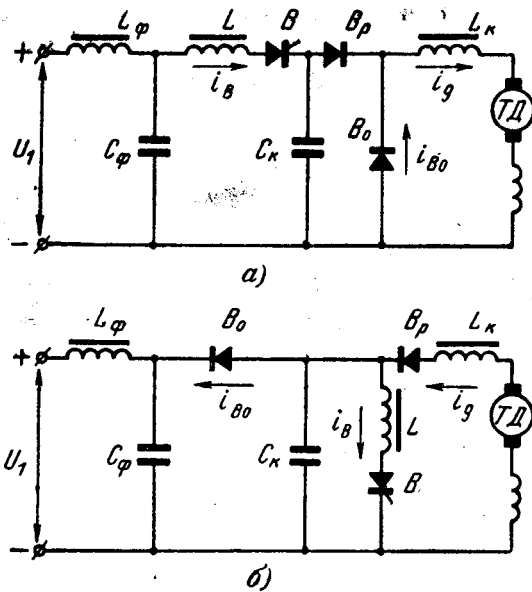


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя постоянного тока.

а — в режиме тяги; б — в режиме рекуперативного торможения.

грузочный контур, состоящий из контурной емкости C_k и контурной индуктивности L_k . Нагрузка представлена в виде тягового двигателя ТД. Для отпирания вентиля B на его управляющий электрод подаются от независимого задающего генератора положительные импульсы. Частота следования импульсов генератора определяет частоту импульсов тока в силовой цепи. Для стабилизации или регулирования по определенному закону напряжения или тока в цепи нагрузки в задающий генератор могут быть введены соответствующие обратные связи.

Диаграммы мгновенных значений токов i_B , i_{Bp} , i_{B0} вентилях B , B_p и B_0 , тока i_g нагрузки и напряжений u_{Cf} на емкости C_f фильтра, u_{Ck} на контурной емкости C_k и u_B на вентиле B представлены на рис. 2, а. При построении диаграмм предполагалось, что емкость C_f и индуктивность L_k достаточно велики, вследствие чего можно пренебречь пульсациями напряжения u_{Cf} и тока i_g , приняв u_{Cf} равным напряжению U_1 на входе цепи, а i_g — среднему значению тока I_g нагрузки.

К моменту отпирания управляемого вентиля B емкость C_k полностью разряжена ($u_{Ck}=0$), а ток i_g в нагрузке протекает за счет энергии, накопленной в индуктивности L_k . Цепь этого тока замыкается через обратный вентиль B_0 ($i_{B0}=i_g$). После подачи отпирающего импульса вентиль B , находившийся под прямым напряжением, равным U_1 , открывается (момент t_1), и напряжение U_1 прикладывается к дросселю L ; ток i_B нарастает по линейному закону, определяемому уравнением:

$$L \frac{di_B}{dt} = U_1, \quad (1)$$

так как цепь нагрузки шунтирована вентилем B_0 с током i_{B0} . Согласно (1) ток i_B нарастает по линейному закону

$$i_B = \frac{U_1}{L} (t - t_1). \quad (2)$$

Так же нарастает i_{Bp} , а i_{B0} уменьшается:

$$i_{B0} = I_g - \frac{U_1}{L} (t - t_1). \quad (3)$$

В момент t_2 ток i_B достигает величины I_g ($i_{B0}=0$) и емкость C_k начинает заряжаться, вследствие чего повышается напряжение u_{Ck} . Состояние цепи характеризуется уравнениями:

$$L \frac{di_B}{dt} + u_{Ck} = U_1; \quad (4)$$

$$i_B - C_k \frac{du_{Ck}}{dt} = I_g. \quad (5)$$

Решение уравнений (4) и (5) дает закон изменения i_B и u_{Ck} :

$$i_B = I_g \left(1 + \frac{U_1}{I_g} \sqrt{\frac{C_k}{L}} \sin \frac{t - t_2}{\sqrt{LC_k}} \right); \quad (6)$$

$$u_{Ck} = U_1 \left(1 - \cos \frac{t - t_2}{\sqrt{LC_k}} \right). \quad (7)$$

Ток i_{Bp} остается неизменным и равным I_g . В момент t_3 напряжение u_{Ck} становится равным U_1 , и возрастание тока i_B прекращается. В дальнейшем напряжение u_{Ck} увеличивается за счет энергии, накопленной в индуктивности L . Напряжение u_{Ck} достигает максимального значения в момент t_4 , когда $i_B = i_g$.

После погасания вентиля B (момент t_5) продолжается разряд емкости C_k на цепь нагрузки:

$$C_k \frac{du_{Ck}}{dt} + I_g = 0. \quad (8)$$

Отсюда с учетом (6) и (7)

$$u_{Ck} = U_1 \left(1 + \sqrt{1 - \frac{L I_g^2}{C_k U_1^2}} \right) - \frac{I_g (t - t_5)}{C_k}. \quad (9)$$

В момент t_7 завершается разряд емкости C_k , ток i_{Bp} прекращается и в работу вступает вентиль B_0 . До момента t_8 цепь находится в таком же состоянии, как перед моментом t_1 . С отпиранием вентиля B в момент t_8 процесс в схеме повторяется. Поэтому разность $t_8 - t_1$ представляет собой период T , а величина, обратная ей, — рабочую частоту f :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{L I_g}{U_1} + \sqrt{LC_k} \left(\pi + \arcsin \frac{I_g}{U_1} \sqrt{\frac{L}{C_k}} \right) + \frac{C_k U_1}{I_g} + \sqrt{\frac{C_k U_1^2}{I_g^2} - LC_k} + \Delta t, \quad (10)$$

где

$$\Delta t = t_8 - t_7.$$

В выражении (10) первые четыре слагаемых зависят от параметров схемы (L и C_k) и режима работы преобразователя (U_1 и I_g), величина Δt зависит от частоты подачи импульсов задающим генератором.

Среднее значение напряжения u_{Ck} за период является напряжением на нагрузке:

$$U_g = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_7} u_{Ck} dt. \quad (11)$$

Ток, потребляемый из сети, определяется средним значением тока i_B за период:

$$I_1 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_5} i_B dt. \quad (12)$$

Из (2), (6), (7), (9) ÷ (12) следует:

$$U_g = \frac{U_1}{T} \left[\frac{LI_g}{2U_1} + \sqrt{LC_K} \left(\pi + \arcsin \frac{I_g}{U_1} \sqrt{\frac{L}{C_K}} \right) + \right. \\ \left. + \frac{C_K U_1}{I_g} + \sqrt{\frac{C_K^2 U_1^2}{I_g^2} - LC_K} \right]; \quad (13)$$

$$I_1 = \frac{I_g}{T} \left[\frac{LI_g}{2U_1} + \sqrt{LC_K} \left(\pi + \arcsin \frac{I_g}{U_1} \sqrt{\frac{L}{C_K}} \right) + \right. \\ \left. + \frac{C_K U_1}{I_g} + \sqrt{\frac{C_K^2 U_1^2}{I_g^2} - LC_K} \right]. \quad (14)$$

Отсюда видно, что при неизменных значениях U_1 и I_g напряжение U_g и ток I_1 , а следовательно, мощность, поступающая в нагрузку, пропорциональны частоте подачи импульсов.

Время, предоставляемое для восстановления управляющих свойств вентиля B , определяется разностью $t_6 - t_5$, которую можно найти из (9):

$$t_{в.у} = \sqrt{\frac{C_K^2 U_1^2}{I_g^2} - LC_K}. \quad (15)$$

На величину $t_{в.у}$ влияют как параметры схемы, так и режим работы преобразователя. Для принятого расчетного значения U_1 и параметров L и C_K максимальный ток нагрузки I_g ограничен минимально допустимой величиной времени $t_{в.у}$.

Таким образом, в рассматриваемой схеме энергия в нагрузочный контур подается в виде импульсов тока i_B , продолжительность которых определяется из уравнений (2) и (4):

$$t_5 - t_1 = L \frac{I_g}{U_1} + \sqrt{LC_K} \left(\pi + \arcsin \frac{I_g}{U_1} \sqrt{\frac{L}{C_K}} \right). \quad (16)$$

Непрерывность тока в нагрузке обеспечивается за счет энергии, накопленной в емкости C_K (промежуток $t_5 - t_7$) и в индуктивности L_K (промежуток $t_7 - t_8$).

Диаграммы, представленные на рис. 2, а, характеризуют режим работы каждого из элементов схемы и могут быть использованы для их расчета.

Назначение разделительного вентиля B_p — предотвратить заряд емкости C_K от цепи нагрузки (при работе на противо-э. д. с. и небольшой величине L_K) или от других фаз (при многофазной схеме преобразования). При работе преобразователя с непрерывным током нагрузки разделительный вентиль B_p не является необходимым.

Преобразование постоянного тока целесообразно осуществлять с помощью многофазных схем. Сущность многофазного преобразования состоит в том, что несколько одинаково выполненных фаз, получающих питание от источника постоянного тока, работают на общую цепь нагрузки. На управляемые вентили фаз подаются отпирающие импульсы со сдвигом в $\frac{1}{n}$ периода друг относительно друга (n — количество фаз). Сдвиг между фазами остается неизменным при всех изменениях рабочей частоты. Работа фаз со сдвигом друг относительно друга значительно облегчает подавление пульсаций тока в питающей сети и в цепи нагрузки. Использование многофазного преобразования позволяет легко построить преобразователь любой мощности без параллельного включения вентиля в фазе. Равномерное распределение нагрузки между фазами обеспечивается одинаковыми параметрами их элементов.

К достоинствам рассматриваемой системы преобразования относится также работа преобразователя на повышенной частоте при номинальной нагрузке. Повышенная частота благоприятно сказывается на уменьшении веса и габаритов фильтра $L_\Phi C_\Phi$ и на сглаживании пульсаций тока.

Предлагаемая система обеспечивает удовлетворительные условия работы управляемых вентилях. Так, в схеме преобразователя отсутствует принудительная коммутация тока. Ток в управляемом вентиле прекращается вследствие естественного спада до нуля. Поэтому, несмотря на значительную ам-

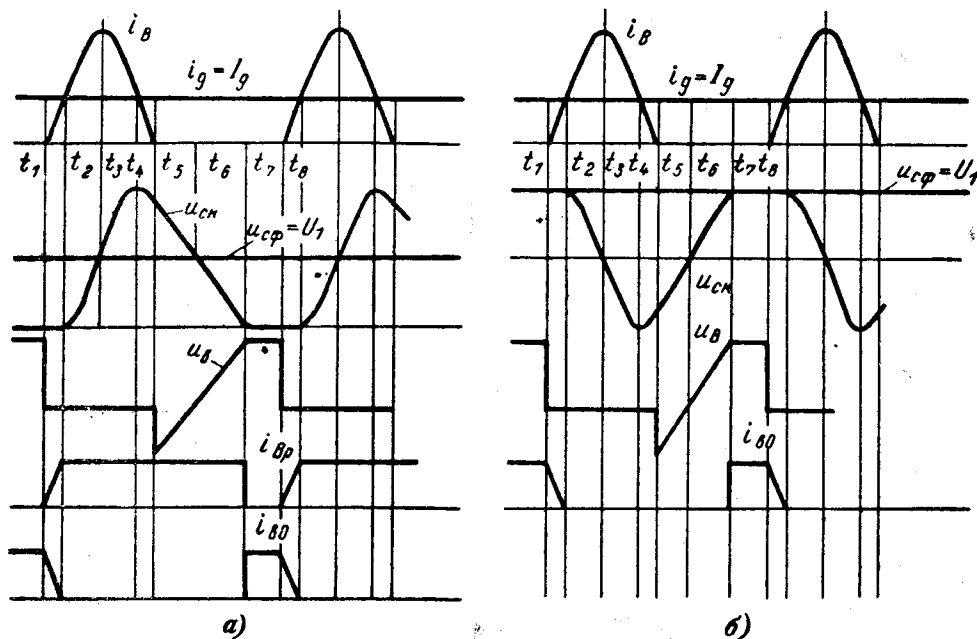


Рис. 2. Диаграмма токов и напряжений в схеме преобразователя.
а — в режиме тяги; б — в режиме рекуперативного торможения.

плитуду (в сравнении со средним значением), увеличение и уменьшение тока происходит плавно, без резких изменений. Величина обратного напряжения, прикладываемого к вентилю после прекращения проводимости, не превышает максимального значения прямого напряжения, которое равно напряжению на емкости фильтра. Прямое напряжение нарастает также плавно. Указанные достоинства системы особенно важны при использовании тиристоров.

Одновременно система позволяет решить вопрос работы последовательно соединенных тиристоров. В этом случае наибольшую трудность представляет обеспечение равномерного распределения обратного напряжения между отдельными вентилями непосредственно после прекращения проводимости. Исследования, проведенные на кафедре электрического транспорта МЭИ, показали, что время протекания обратного тока у тиристоров типа ВКДУ-150 составляет 50—60 мксек [Л. 3]. Естественный разброс в продолжительности протекания обратного тока приводит к тому, что к тиристорам, имеющему наименьшее время протекания обратного тока, прикладывается обратное напряжение $U_{обр} = RI_{обр}$ (где R — сопротивление звена делительной цепочки RC , шунтирующей тиристоры; $I_{обр}$ — обратный ток, протекающий через тиристор непосредственно перед его запирающим). Минимальная величина сопротивления R ограничена допустимым значением скорости нарастания тока тиристора в момент его отпирания и составляет 30—50 ом. Поэтому уменьшение напряжения $U_{обр}$ может быть достигнуто только путем снижения величины тока $I_{обр}$, которая зависит от скорости изменения тока тиристора.

Как показали экспериментальные исследования, схема преобразователя обеспечивает удовлетворительную работу последовательно соединенных тиристоров при импульсах тока с амплитудой до 300 а и частоте их следования до 250 гц. Для работы тиристоров с большими амплитудами тока и при более высоких частотах необходимо применять специальные дроссели насыщения, ограничивающие скорость спада тока.

Вопрос равномерного деления напряжения между тиристорами может быть решен также путем применения ячеечной схемы (рис. 3), в которой индуктивность L и емкость C_K распределены по отдельным ячейкам, количество которых определяется количеством последовательно соединенных тиристоров. Емкость C_K обеспечивает четкое деление напряжения между отдельными ячейками. Рабочий процесс в схеме аналогичен рассмотренному выше.

Система импульсного преобразования тока позволяет сравнительно просто осуществлять рекуперативное торможение. Для этого применяется несколько иная по сравнению с режимом тяги схема включения элементов.

На рис. 1,б приведена принципиальная схема преобразования тока в режиме рекуперативного торможения. Диаграммы мгновенных значений напряжений и токов (рис. 2,б) построены исходя из условия полного подавления пульсаций тока в цепи двигателя и пульсаций напряжения на емкости фильтра. Перед отпиранием управляемого вентиля

В ток i_g тягового двигателя поступает через вентили B_p и B_o в сеть постоянного тока. Разность напряжений двигателя и сети уравнивается индуктивностью L_K . Это же напряжение приложено к вентилю B в прямом направлении.

В момент t_1 отпирается вентиль B и появляется ток i_B . Закон его нарастания определяется уравнением (1), так как в данной цепи напряжение U_1 воспринимается только дросселем L . Токи i_B и i_{Bo} будут изменяться в соответствии с (2) и (3). Ток i_{Bo} является одновременно током, поступающим в сеть.

В момент t_2 ток $i_B = I_g$, а $i_{Bo} = 0$. Поступление энергии из генератора в сеть постоянного тока прекращается, и начинается разряд емкости C_K на индуктивность L . Ток I_g поступает в контур $L-C_K$.

Состояние цепи характеризуется уравнениями:

$$L \frac{di_B}{dt} = u_{CK}; \quad (17)$$

$$i_B + C_K \frac{du_{CK}}{dt} = I_g. \quad (18)$$

Решение системы (17) и (18) относительно i_B и u_{CK} позволяет получить

$$u_{CK} = U_1 \cos \frac{t - t_2}{\sqrt{LC_K}}. \quad (19)$$

Для тока i_B справедливо (6).

Согласно (6) и (19) в момент t_3 емкость C_K полностью разрядится, а ток i_B достигнет максимального значения. После момента t_3 начинается перезаряд емкости C_K за счет энергии, накопленной в индуктивности L . Напряжение u_{CK} изменяет полярность, ток i_B уменьшается. Отрицательное напряжение на емкости C_K нарастает до момента t_4 , пока $i_B > I_g$. Затем отрицательное напряжение u_{CK} начинает уменьшаться, так как ток i_B становится меньше I_g .

В момент t_5 вентиль B запирается, и ток I_g поступает только в емкость C_K . Напряжение u_{CK} изменяется в соответствии с уравнением (8), из решения которого следует:

$$u_{CK} = U_1 \left(1 + \sqrt{1 - \frac{LI_g^2}{C_K U_1^2}} \right) + \frac{I_g (t - t_5)}{C_K}. \quad (20)$$

В момент t_7 напряжение u_{CK} становится равным U_1 , заряд емкости C_K прекращается, и ток I_g , а следовательно, и энергия, вырабатываемая тяговым двигателем, поступает в сеть постоянного тока. После отпирания вентиля B в момент t_8 процесс в схеме повторяется. Средние значения напряжения u_{CK} и тока i_{Bo} за период определяют соответствующее напряжение U_g на двигателе и ток I_1 , поступающий в сеть:

$$U_g = \frac{1}{T} \int_0^T u_{CK} dt; \quad (21)$$

$$I_1 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Bo} dt, \quad (22)$$

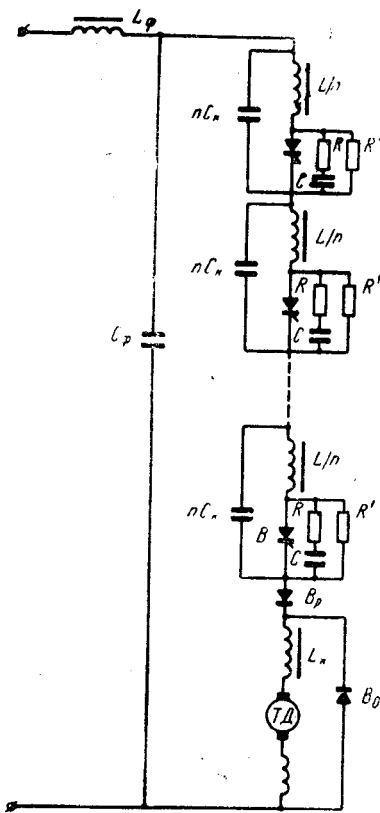


Рис. 3. Ячеечная схема преобразователя постоянного тока.

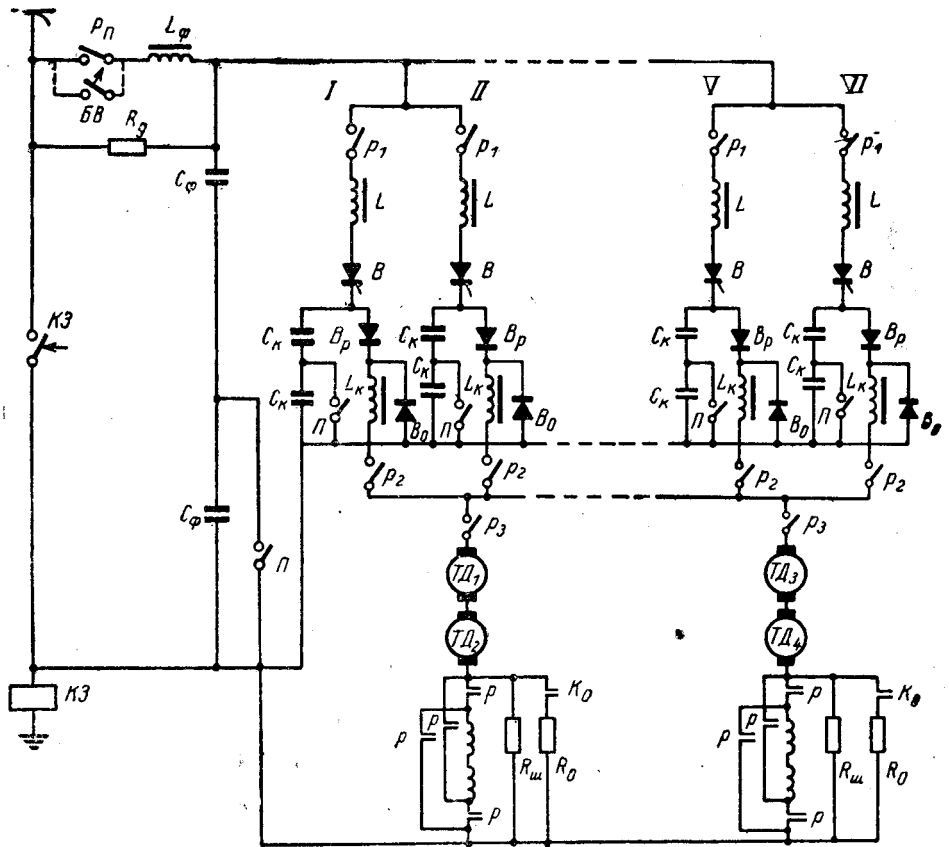


Рис. 4. Принципиальная схема секции опытного электровоза.

где $T = t_8 - t_1$ — период, определяемый выражением (10). На основании диаграмм i_{B_0} и u_{C_K} (рис. 2, б) и уравнений (3), (6), (19) — (22) получаем:

$$U_g = \frac{U_1}{T} \left(\frac{LI_g}{2U_1} + \Delta t \right); \quad (23)$$

$$I_1 = \frac{I_g}{T} \left(\frac{LI_g}{2U_1} + \Delta t \right), \quad (24)$$

где $\Delta t = t_8 - t_7$ и определяется частотой подачи отпирающих импульсов.

Время, предоставляемое вентилю B для восстановления управляющих свойств, определяется разностью $t_6 - t_5$ и может быть вычислено по формуле (15).

В рассмотренном режиме работы схемы рекуперативного торможения назначение разделительного вентиля B_p — препятствовать разряду емкости C_K на цепь двигателя в том случае, когда ток i_g вследствие небольшой величины индуктивности L_K имеет разрывы.

Рекуперативное торможение, как и режим тяги, может осуществляться с помощью многофазных схем преобразования. Для этого к цепи двигателей, работающих в генераторном режиме, подключают несколько фаз, собранных по схеме рис. 1, б, которые включены на общий фильтр $C_\Phi - L_\Phi$.

На основе совместных с МЭИ разработок Тбилиским электровозостроительным заводом в 1966 г. построен опытный электровоз ВЛ8^В-001 мощностью 4 200 кВт.

Каждая секция электровоза имеет шестифазный импульсный преобразователь, от которого получают питание тяговые двигатели той же секции. Принципиальная схема силовой цепи преобразователя одной из секций представлена на рис. 4.

На входе схемы предусмотрен общий на все шесть фаз фильтр $C_\Phi - L_\Phi$. Тяговые двигатели включены по схеме последовательно-параллельного соединения.

Сопروتивления $R_{ш}$ служат для снятия перенапряжений с обмоток возбуждения двигателей. Ослабление поля достигается путем подключения сопротивлений R_0 через контакторы K_0 . Возможно также применение плавного регулирования поля с помощью тиристорного ключа.

В качестве управляемых вентилях в одном преобразователе использованы разработанные заводом «Светлана» и кафедрой газоразрядных приборов Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина) металлические тиратроны на ток 85 а и напряжение 15 кВ, в другом преобразователе — тиристоры типа ВКДУ-150-6. В каждой фазе преобразователя на тиратронах включено два тиратрона параллельно, в преобразователе на тиристорах — 20 вентилях последовательно. В остальном оба преобразователя одинаковы. Цепь обратных вентилях состоит из 20 последовательно соединенных кремниевых вентилях ВКД-200-7, цепь разделительных вентилях — из 6 последовательно соединенных вентилях ВКД-200-7. Токоограничивающий дроссель L имеет индуктивность 3,8 мГн, дроссель L_K нагрузочного контура — 40 мГн.

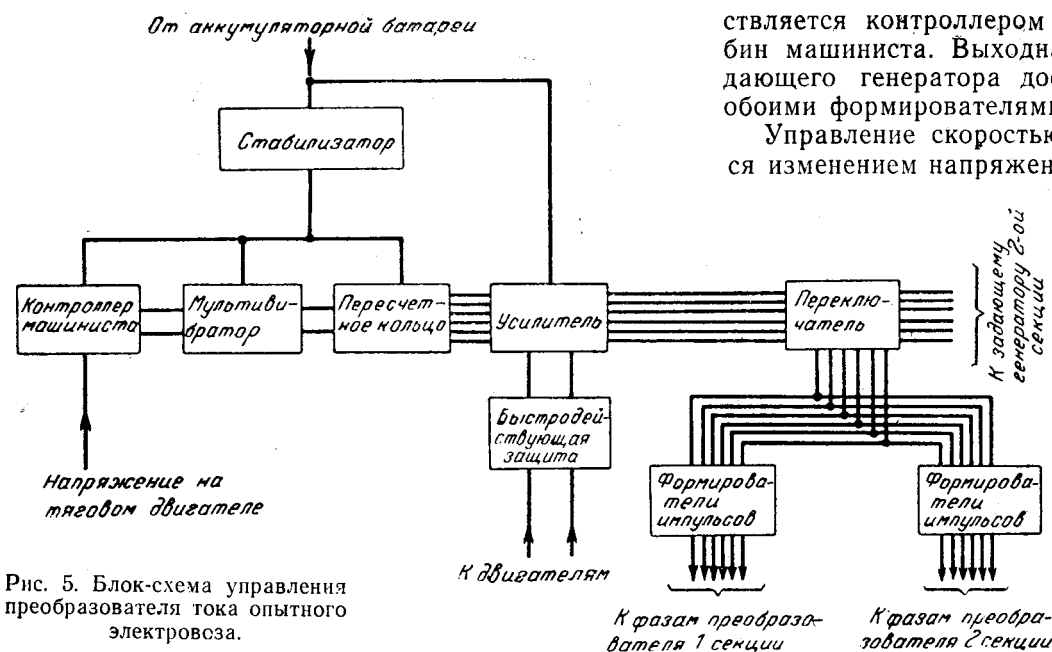


Рис. 5. Блок-схема управления преобразователя тока опытного электровоза.

и насыщающийся дроссель фильтра L_f — 20 мГн при номинальной нагрузке. Для емкости C_K использованы 16 (на фазу) конденсаторов КМ-3,15-1-10, для емкости фильтра — 30 (на преобразователь) конденсаторов ФМТ-4,5—5×2. В аварийном режиме неисправная фаза или группа двигателей могут быть отключены разъединителями P_1, P_2, P_3 .

Электровоз рассчитан на работу при напряжениях в контактной сети 6 и 3 кВ. При напряжении 3 кВ переключатели Π должны быть замкнуты. Для перехода с одного напряжения на другое производится переключение конденсаторов. Для управления вентилями преобразователей на электровозе установлены два взаимозаменяемых задающих генератора и два формирователя импульсов. Блок-схема управления вентилями приведена на рис. 5. Задающий генератор содержит мультивибратор, пересчетное кольцо и усилитель мощности. Частота мультивибратора регулируется в пределах $50 \div 2100$ Гц. На выходе пересчетного кольца получают импульсы с частотой от 8 до 350 Гц, которые поступают на вход усилителя мощности по шести каналам. Сдвиг между импульсами отдельных каналов равен 60 эл. град. С усилителя мощности сигналы поступают на формирователь импульсов, каждый выходной канал которого работает на 20 тиристорах или 2 тиратрона фазы преобразователя. К формирователю импульсов предъявляется требование управляющих импульсов, обеспечивающих надежное отпирание вентиля преобразователя.

Формирователь импульсов на электровозе позволяет получить в цепи управляющих электродов тиристоры импульсы тока в виде полуволн синусоиды с амплитудой 3 А и приведенной частотой 5 кГц. При этом ток в цепи управления достигает величины 0,5 А за время 5—6 мксек, что соответствует крутизне импульса 10^5 А/сек. Временной разброс включения последовательно соединенных тиристоров не превышает 2—3 мксек. Воздействие на частоту импульсов задающего генератора осуще-

ствляется контроллером передней или задней кабины машиниста. Выходная мощность каждого задающего генератора достаточна для управления обоими формирователями импульсов.

Управление скоростью электровоза производится изменением напряжения на двигателях, которое, в свою очередь, регулируется частотой управляющих импульсов. При низкой частоте напряжение на двигателях составляет несколько десятков вольт, максимальное расчетное напряжение — 3600 В при 6 кВ в контактной сети и 2300 В при 3 кВ.

Схемой предусмотрено ручное управление тяговыми двигателями при наличии системы автоматического поддержания напряжения на двигателях, определяемого уставкой контроллера маши-

ниста. Для этого используется обратная связь по напряжению.

Схема управления осуществляет быстродействующую защиту тяговых двигателей от перегрузок и аварийных режимов (круговой огонь на коллекторе и пробой изоляции) путем прекращения подачи отпирющих импульсов на управляемые вентили преобразователя. Эта защита действует также при авариях в цепи самого преобразователя. Если же в результате аварийного режима управляемые вентили теряют способность запираются, то вступает в действие быстродействующий короткозамыкатель КЗ, шунтирующий вход преобразователя. Короткое замыкание при напряжении в контактной сети 3 кВ ликвидируется быстродействующим выключателем на электровозе, при напряжении 6 кВ — защитой на тяговой подстанции. Поврежденные фазы или двигатели отключаются с помощью разъединителей, и преобразователь может работать на оставшихся фазах.

Для питания вспомогательных машин при напряжении 6 кВ в контактной сети на электровозе установлен преобразователь собственных нужд с напряжением на выходе 3 кВ. Этот преобразователь собран на кремниевых вентилях по однофазной импульсной схеме. На участке 3 кВ вспомогательные машины получают питание непосредственно от контактной сети. Цепи накалов тиратронов питаются от машинного преобразователя постоянного тока 3 кВ в трехфазный ток 50 Гц.

Построенный по описанной схеме электровоз работает в условиях опытной эксплуатации на участке Акстафа — Хашури Закавказской железной дороги и к первому декабря 1967 г. прошел 5000 км. Опытная эксплуатация подтвердила высокие тяговые свойства электроподвижного состава с импульсным регулированием и его надежность.

Предварительные испытания позволили установить соответствие характеристик электровоза проектным параметрам и подтвердили возможность плавного пуска и регулирования скорости во всем

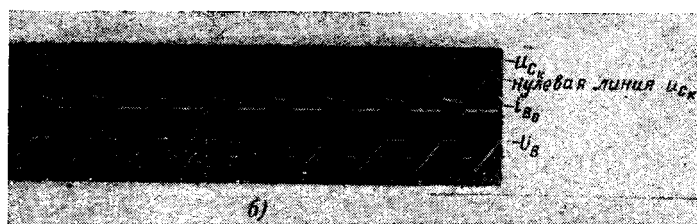


Рис. 6. Осциллограммы токов и напряжений в схеме преобразователя тока.

а — в режиме тяги; б — в режиме рекуперативного торможения.

диапазоне ее изменений; весьма благоприятные условия работы тяговых двигателей — отсутствие пульсаций и влияния колебаний напряжения в тяговой сети; надежность защиты и возможность обеспечения допустимых пределов пульсаций тока в контактной сети.

Наряду с испытаниями электровоза ячеечная схема и схема рекуперативного торможения проверены на макете при напряжении 500 в. Осциллограммы токов и напряжений, снятые на макетах в режиме тяги и рекуперативного торможения приведены на рис. 6. На осциллограммах записаны те же токи и напряжения, которые построены на диаграммах рис. 2.

Проведенные теоретические, экспериментальные и проектные работы и испытания опытного электровоза показали возможность и целесообразность импульсного тиристорного управления на мощных электровозах постоянного тока.

Литература

1. Розенфельд В. Е., Шевченко В. В., Майбога В. А. и Долаберидзе Г. П., Повышение напряжения на электрических железных дорогах постоянного тока, «Электричество», 1965, № 7.
2. Transactions on Communications and Electronics, IEEE, 1964, v. 83, № 73, pp. 390—399.
3. Данилов В. П., Долаберидзе Г. П., Майбога В. А., Розенфельд В. Е., Фаворин В. А. и Шевченко В. В., Последовательная работа тиристорov в схеме инвертора, «Электротехника», 1967, № 10.

[15.6.1967]



УДК 621.315.1:338.4

К выбору оптимальной надежности воздушных линий электропередачи в гололедно-ветровых режимах

Канд. техн. наук Д. В. ХОЛМСКИЙ, инженеры В. Г. БЕБКО,
М. П. ЛАНДА и Н. Т. ПОПОВ

Украинское отделение ВНИПСельэлектро

При оценке уровня надежности электроснабжения в настоящее время принято [Л. 1] включать в основной критерий экономичности — суммарные приведенные затраты [Л. 2] — вероятный годовой народнохозяйственный ущерб от перерывов электроснабжения.

В последний должны входить затраты на восстановление нормального электроснабжения и ущерб от аварийного недоотпуска электроэнергии.

При авариях, не связанных с серьезными повреждениями основного оборудования (пробой изоляторов, неправильные срабатывания релейной защиты и т. д.), восстановление повреждений не требует значительных средств и обычно производится за счет эксплуатационных расходов.

При массовых гололедно-ветровых авариях затраты на восстановление поврежденных линий весьма значительны и производятся, как правило, за счет средств на капитальное строительство.

Поэтому целесообразно производить выбор уровня капиталовложений и, в частности, нормативных гололедно-ветровых нагрузок, соответствующих оптимальной надежности воздушных распределительных сетей 6—10 кВ, с учетом не только ущерба от аварийного недоотпуска электроэнергии, но и

разновременных затрат на восстановление нормального электроснабжения. Сложность задачи заключается в отсутствии расчетного метода для определения суммарных приведенных затрат, учитывающего упомянутые факторы, а также методов прогнозирования аварийности в зависимости от принятых расчетных условий.

Наличие разновременных затрат, связанных с аварийностью, дает основание рассматривать линии в течение всего периода эксплуатации, как объекты с переменными ежегодными издержками и капиталовложениями.

При приведении суммарных затрат к «нулевому» году, предшествовавшему началу расчетного периода [Л. 2], их можно записать:

$$Z_0 = p \sum_{t=0}^T (K_t + I_t) (1 + p)^{-t} + I_n (1 + p)^{-T}, \quad (1)$$

где p — нормативный коэффициент эффективности;

K_t — ежегодные капиталовложения;

I_t — ежегодные издержки в течение расчетного периода;

I_n — ежегодные издержки при нормальной эксплуатации.

При принятом подходе «нормальной» считалась бы эксплуатация после окончания расчетного периода, т. е. $I_n = 0$.

Считаем суммарные приведенные затраты удельными, отнесенными к 1 км длины линии, причем линия может быть осредненной по марке проводов, климатическому району и т. д.

Обозначим первоначальные капитальные вложения на строительство линии в «нулевой» год через K_0 . Математическое ожидание капиталовложений на восстановление электроснабжения в произвольный год t

$$K_t = \alpha_t K_v, \quad (2)$$

где α_t — вероятность повреждения линий, называемая далее удельной повреждаемостью;

K_v — стоимость восстановления 1 км линии.

Ежегодные издержки

$$I_t = p_a \left(K_0 + \sum_{\tau=1}^{t-1} \alpha_{\tau} K_v \right) + \alpha_t y_n, \quad (3)$$

где p_a — норма амортизационных отчислений;

y_n — ущерб от недоотпуска электроэнергии, отнесенный к 1 км поврежденных линий, условно называемый далее удельным ущербом.

В соответствии с выражениями (1)–(3) суммарные приведенные затраты запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} Z_0 = & pK_0 + p \sum_{t=1}^T \alpha_t K_v (1+p)^{-t} + p \sum_{t=1}^T \left[p_a \left(K_0 + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sum_{\tau=1}^t \alpha_{\tau} K_v \right) + \alpha_t y_n \right] (1+p)^{-t} = pK_0 + \\ & + p \sum_{t=1}^T (\alpha_t K_v + p_a K_0 + \alpha_t y_n) (1+p)^{-t} + \\ & + p p_a \sum_{t=1}^T \sum_{\tau=1}^{t-1} \alpha_{\tau} K_v (1+p)^{-t}. \end{aligned} \quad (4)$$

Принимая $\alpha_1 = \alpha_2^* = \dots = \alpha_T = \text{idem}$ после ряда несложных преобразований, получим:

$$\begin{aligned} Z_0 = & \left[p + p_a \frac{(1+p)^T - 1}{(1+p)^T} \right] K_0 + \left\{ \frac{(1+p)^T - 1}{(1+p)^T} + \right. \\ & \left. + \frac{p_a}{p} \cdot \frac{[(1+p)^{T-1} - 1] - p(T-1)}{(1+p)^{T-1}} \right\} \alpha K_v + \frac{(1+p)^T - 1}{(1+p)^T} \alpha y_n. \end{aligned} \quad (5)$$

Расчетный период эксплуатации линий электропередачи составляет 30–40 лет. В пределах точности расчетов можно положить $T \rightarrow \infty$ и окончательно записать выражение для суммарных приведенных затрат в следующем виде:

$$Z_0 = (p + p_a) K_0 + \left(1 + \frac{p_a}{p} \right) \alpha K_v + \alpha y_n. \quad (6)$$

Данное выражение может использоваться при определении оптимальной надежности линий элект-

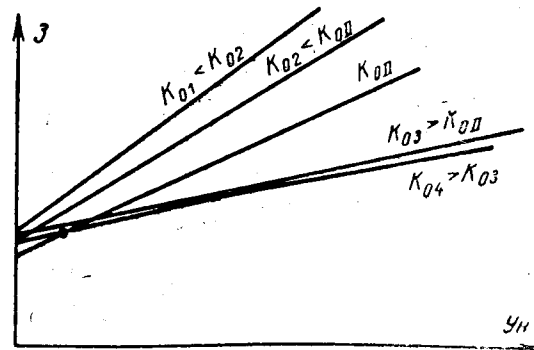


Рис. 1. Зависимость приведенных затрат от удельного ущерба для ряда дискретных значений капиталовложений.

ропередачи в качестве экономического критерия, соразмеряющего первоначальные затраты, годовые издержки и возможный ущерб от аварий.

Решением задачи выбора оптимальной надежности является определение значения капиталовложений $K_{0л}$, при которых суммарные приведенные затраты Z_0 имеют минимум. Из слагаемых, входящих в выражение для приведенных затрат, с наименьшей достоверностью обычно известна составляющая $Z''' = \alpha y_n$, зависящая от аварийного недоотпуска электроэнергии. В связи с этим целесообразно рассматривать отдельно также суммарные приведенные затраты по линии

$$Z_{0л} = Z' + Z'' = (p + p_a) K_0 + \left(1 + \frac{p_a}{p} \right) \alpha K_v. \quad (7)$$

Величина $K_{0л}$, соответствующая минимуму $Z_{0л}$, всегда меньше, чем $K_{0п}$, соответствующая минимуму Z_0 .

Чтобы учесть ущерб от аварийного недоотпуска электроэнергии, можно по аналогии с известным методом экономических интервалов мощности построить экономические интервалы ущерба от аварийного недоотпуска электроэнергии [Л. 1]. На рис. 1 показаны зависимости суммарных приведенных затрат от удельного ущерба для ряда дискретных капиталовложений K_0 . Точки на оси ординат соответствуют отсутствию аварийного недоотпуска электроэнергии, т. е. $Z_0 = Z_{0л}$. При этом наименьшие приведенные затраты соответствуют значению капиталовложений $K_0 = K_{0л}$. Прямые затрат идут тем круче, чем выше удельная повреждаемость, поэтому при $K_0 < K_{0л}$ экономические интервалы ущерба отсутствуют, т. е. надежность линии всегда меньше оптимальной.

При $K_0 > K_{0л}$ появляются экономические интервалы; при этом чем больше первоначальные капиталовложения, тем при больших значениях удельного аварийного недоотпуска они могут быть оправданы. Зная действительные значения y_n , можно определить капиталовложения K_0 , соответствующие оптимальной надежности линии.

Рассмотрим связь между принятым уровнем надежности работы воздушных линий и переменными K_0 , K_v и α выражения (6).

Величина капитальных вложений K_0 на 1 км линии при заданной марке провода и материале опор определяется нормативными климатическими усло-

виями, от которых зависит несущая способность проводов и опор.

Стоимость восстановления 1 км линии K_v зависит от K_0 , превышая ее на 20—30% в основном за счет возрастания стоимости рабочей силы в 3—3,5 раза. Зависимость стоимости восстановления от первоначальных капиталовложений для осредненной линии 6—10 кВ сельских районов Украинской ССР приведена на рис. 2.

Для вычисления удельной повреждаемости линии¹ рассмотрим ее как сумму вероятностей несовместных событий

$$\alpha = \alpha_{ГВ} + \alpha_{Г} + \alpha_0, \quad (8)$$

где вероятности повреждений обозначены:

$\alpha_{ГВ}$ — от гололедно-ветровых нагрузок, превышающих расчетные;

$\alpha_{Г}$ — от гололедных нагрузок, вызывающих обрывы проводов, приводящие к поломке опор [Л. 3];

α_0 — от низкого качества строительно-монтажных работ и эксплуатации.

Из приведенных составляющих наиболее достоверно может прогнозироваться $\alpha_{ГВ}$, которая зависит от вероятности превышения расчетных гололедно-ветровых нагрузок, определяемых принятым гололедно-ветровым районом и нормативным периодом повторяемости T_n , а также от вероятности недоиспользования расчетной несущей способности опор и от углов между направлениями линии и ветра.

Направление ветра оказывает значительное влияние на интенсивность гололедообразования и на нагрузки опор от проводов, покрытых гололедом. Изменение размера отложения в зависимости от угла φ между направлением линии и направлением гололедонесущего потока может быть на основании данных [Л. 4] аппроксимировано следующим соотношением:

$$D(\varphi) = D_m \left[0,7 + 0,3 \sin \left(2\varphi - \frac{\pi}{2} \right) \right], \quad (9)$$

где D_m — максимальный размер.

Изменение давления ветра на провода, покрытые гололедом, запишется в виде:

$$P(\varphi, \beta) = P_m \left[0,7 + 0,3 \sin \left(2\varphi - \frac{\pi}{2} \right) \right] \sin \beta, \quad (10)$$

где P_m — максимально возможная при данных метеоусловиях ветровая нагрузка;

β — угол между направлением линии и направлением ветра в момент достижения нагрузкой максимального значения.

В дальнейшем для упрощения принимаем $\varphi = \beta$, что соответствует большинству наблюдаемых случаев.

Если считать, что нормативная нагрузка для данной местности P_n соответствует $\varphi = \beta = 90^\circ$ и обозначить угловые координаты для ветра φ , а для линий γ , то для разрушающей нагрузки можно записать:

$$P_p > \frac{P_n}{[0,7 - 0,3 \cos 2(\gamma - \varphi)] |\sin(\gamma - \varphi)|}. \quad (11)$$

¹ Здесь и далее подразумевается повреждаемость линии, связанная с разрушением опор.

Из-за недоиспользования несущей способности опор, обусловленной их унификацией для достаточно большой гаммы применяемых проводов и различных гололедно-ветровых районов, расчетные напряжения зачастую наступают при нагрузках $P_i > P_n$. Данные статистической обработки, произведенной в [Л. 5], позволили построить гистограмму разрушающих нагрузок опор сельских линий 6—10 кВ при $\varphi = \beta = 90^\circ$ ($P_p = P_i$), применяемых на территории Украинской ССР (рис. 3).

Для определения вероятности превышения уровня разрушающих нагрузок воспользуемся широко применяемым в гидрологических и метеорологических расчетах распределением [Л. 6] типа

$$F(P_p) = 1 - e^{-e^{-y}}, \quad (12)$$

где $y = \delta(P_p - q)$ — нормированное отклонение от моды;

δ и q — параметры распределения.

В общем случае распределения направлений ветра и линий характеризуются плотностями $f_1(\psi)$ и $f_2(\gamma)$, поэтому

$$\alpha_{ГВ} = 1 - \sum_{i=1}^{i=n} F(P_i) \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \times \times e^{-e^{-\delta \left\{ \frac{P_i}{[0,7 - 0,3 \cos 2(\gamma - \varphi)] |\sin(\gamma - \varphi)|} - q \right\}}} \times f_1(\psi) f_2(\gamma) d\psi d\gamma. \quad (13)$$

Если принять распределения направлений ветра и линий равномерными $f_1(\psi) = f_2(\gamma) = \frac{1}{2\pi}$, то можно записать:

$$\alpha_{ГВ} = 1 - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{i=n} F(P_i) \int_0^{\pi/2} \times \times e^{-e^{-\delta \left[\frac{P_i}{(0,7 - 0,3 \cos 2x) \sin x} - q \right]}} dx, \quad (14)$$

где $x = \gamma - \psi$.

Для оценки других слагаемых выражения (8) воспользуемся статистическими данными. Анализ причин падения 16 658 опор воздушных линий 10 кВ сельских районов Украинской ССР в зиму 1965—1966 гг. показал [Л. 3], что 59% опор упало от превышающих расчетные значения нагрузок, вызванных гололедом и ветром ($\alpha_{ГВ}$), 17% упало от превышающих расчетные значения нагрузок, вызванных только гололедом ($\alpha_{Г}$), и 24% опор упало при нагрузках, меньших расчетных значений (α_0), отсюда

$$\alpha_{Г} = \frac{0,17}{0,59} \alpha_{ГВ} = 0,288 \alpha_{ГВ}, \quad (15)$$

$$\alpha_0 = \frac{0,24}{0,59} \alpha_{ГВ} = 0,407 \alpha_{ГВ}.$$

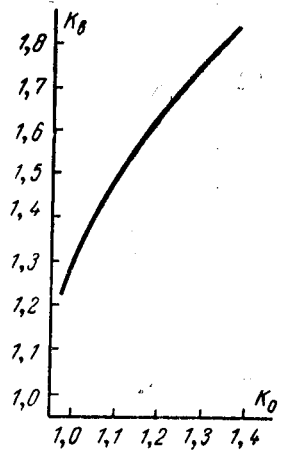


Рис. 2. Зависимость стоимости восстановления от первоначальных капиталовложений.

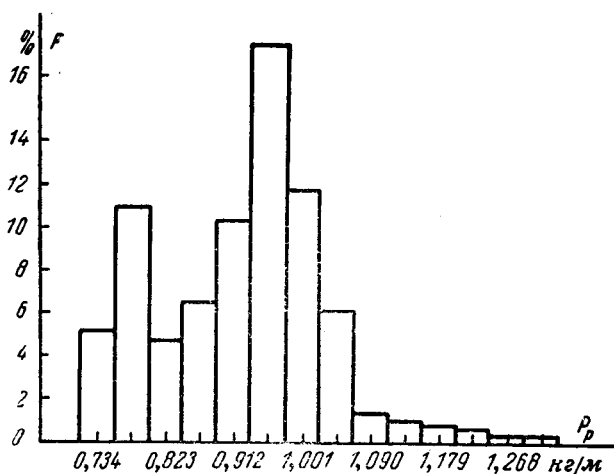


Рис. 3. Гистограмма разрушающих нагрузок опор.

Приведенные соотношения могут быть уточнены по мере дальнейшего накопления данных об авариях. Принятие их дает оценку аварийности в первом приближении. С учетом выражений (8), (14) и (15) запишем:

$$\alpha = 1,695 \alpha_{гн} = 1,695 \left[1 - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{i=n} F(P_i) \int_0^{\pi/2} \times \right. \\ \left. \times e^{-e^{-\delta \left[\frac{P_i}{(0,7-0,3 \cos 2x) \sin x} - k \right]}} dx \right]. \quad (16)$$

Для оценки уровня надежности линий электропередачи представляет интерес определение зависимости удельной повреждаемости α от периода повторяемости нормативных нагрузок $T_n = \frac{1}{F(p)}$.

С учетом (12) получаем указанную зависимость, произведя численное интегрирование (16) по формуле Симпсона (приложение 1).

T_n , лет	5	10	15
α , %	1,66	0,93	0,83

Обработка многолетних данных об аварийности сельских сетей 6—10 кВ Украинской ССР в голо-

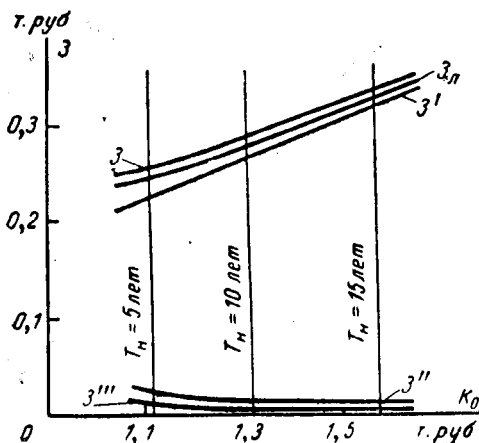


Рис. 4. Зависимость приведенных затрат от первоначальных капиталовложений.

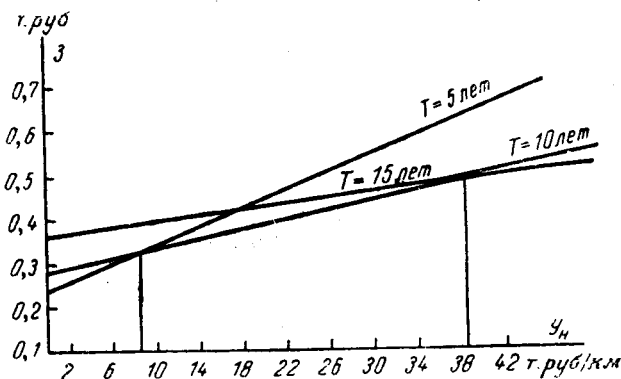


Рис. 5. Экономические интервалы удельного ущерба.

ледно-ветровых режимах показывает, что средняя многолетняя удельная повреждаемость составляет около 1,2%. Это достаточно близко к полученному из (16).

В результате анализа статистических данных о гололедных авариях на территории Украинской ССР за 1961—1965 гг. с использованием методики ВИЭСХ [Л. 7] найдено, что удельный ущерб на 1 км поврежденной линии $y_n = 1,76$ тыс. руб/км (приложение 2). Тогда из графика на рис. 4 следует, что наименьшие суммарные приведенные затраты для рассматриваемого случая соответствуют пятилетнему сроку повторяемости нормативных нагрузок. Переход на десятилетнюю обеспеченность (рис. 5) был бы целесообразен при увеличении удельного ущерба примерно в 4,5 раза.

Выводы. 1. Экономическое обоснование оптимальной надежности воздушных линий электропередачи по условиям гололедно-ветровых нагрузок может производиться с помощью выражения (6), учитывающего первоначальные капиталовложения, разновременные капиталовложения на восстановление поврежденных линий и ущерб от аварийного недоотпуска электроэнергии.

2. Удельная повреждаемость линий, входящая в (6), может прогнозироваться на основании (13) и статистических данных.

3. При выборе оптимальной надежности целесообразно использовать метод экономических интервалов ущерба.

4. Переход на десятилетнюю повторяемость нормативных нагрузок для сельских линий 6—10 кВ на территории Украинской ССР был бы целесообразен при условии увеличения удельного ущерба от недоотпуска электроэнергии в 4,5 раза по сравнению с существующим.

Приложение 1. Определение удельной повреждаемости сельских воздушных линий при разной повторяемости нормативных нагрузок.

1. Определяем нормативную нагрузку P_5 от давления ветра на провод, покрытый гололедом

$$P_5 = 1,2 \cdot 0,25 Q_{ср} (d_{ср} + 2b) 10^{-3} \text{ кг/м}, \quad (I-1)$$

где $Q_{ср}$ — средний нормативный скоростной напор, соответствующий данной стенке гололеда, кг/м^2 ;

$d_{ср} = 8 \text{ мм}$ — средний диаметр применяемых проводов;

b — нормативная стенка гололеда, мм.

Вычисленные по (I-1) для каждого гололедного района нагрузки осредняются для всей территории Украинской ССР с учетом площадей, занимаемых различными районами. Результаты расчетов приведены в табл. 1.

Таблица 1

$T_n=5$ лет				$T_n=10$ лет			
$b, \text{ км}$	$Q_{\text{ср}}, \text{ кг/м}^2$	$P_{\text{ср}}, \text{ кг/м}$	Занимаемая площадь, %	$b, \text{ км}$	$Q_{\text{ср}}, \text{ кг/м}^2$	$P_{\text{ср}}, \text{ кг/м}$	Занимаемая площадь, %
5	33	0,178	7,1	5	42	0,227	7,1
5	39	0,210	41,1	10	44	0,370	41,1
10	42	0,353	45,8	15	47	0,535	45,8
15	44	0,500	3,3	20	49	0,705	3,3
$P_{\text{ср}}=0,318 \text{ кг/м}$				$P_{\text{ср}}=0,500 \text{ кг/м}$			

5. Используя гистограмму разрушающих нагрузок, соответствующую $T_n=5$ лет (рис. 3), находим аналогичные распределения для $T_n=10$ лет и $T_n=15$ лет. Результаты приведены в табл. 2.

6. Вычисляем интеграл в уравнении (16), используя формулу Симпсона

$$\int_a^b f(x) dx = \frac{h}{3} [y_0 + 4y_1 + 2y_2 + 4y_3 + \dots + 4y_{n-1} + y_n], \quad (I-5)$$

где h — величина интервала;

y — соответствующее значение подынтегральной функции

Расчеты показаны в табл. 2.

Таблица 2

$P_i, \text{ кг/м}$			$\int_0^{\pi/2} e^{-e^{-\delta \left[\frac{P_i}{(0,7-0,3 \cos 2x) \sin x} - q \right]}} dx$			$F(P_i), \%$	$\int_0^{\pi/2} e^{-e^{-\delta \left[\frac{P_i}{(0,7-0,3 \cos 2x) \sin x} - q \right]}} dx$		
$T_n=5$ лет	$T_n=10$ лет	$T_n=15$ лет	$T_n=5$ лет	$T_n=10$ лет	$T_n=15$ лет		$T_n=5$ лет	$T_n=10$ лет	$T_n=15$ лет
0,734	1,155	1,559	1,553	1,567	1,569	5,17	8,209	8,102	8,113
0,778	1,225	1,624	1,556	1,568	1,569	10,95	17,037	17,164	17,185
0,823	1,295	1,748	1,559	1,568	1,569	4,80	7,482	7,528	7,533
0,868	1,365	1,843	1,561	1,569	1,569	6,48	10,159	10,165	10,170
0,912	1,435	1,937	1,562	1,569	1,569	10,29	16,077	16,144	16,150
0,957	1,505	2,032	1,564	1,569	1,570	17,50	27,360	27,457	27,468
1,001	1,575	2,126	1,565	1,569	1,570	11,71	18,324	18,375	18,380
1,045	1,645	2,221	1,565	1,569	1,570	6,08	9,518	9,541	9,543
1,090	1,715	2,315	1,566	1,569	1,570	1,29	2,020	2,024	2,025
1,135	1,785	2,410	1,567	1,569	1,570	1,03	1,614	1,617	1,617
1,180	1,855	2,504	1,567	1,569	1,570	0,78	1,223	1,224	1,224
1,224	1,925	2,599	1,568	1,569	1,570	0,64	1,003	1,004	1,004
1,269	1,995	2,693	1,568	1,569	1,570	0,3	0,470	0,471	0,471
1,313	2,065	2,788	1,568	1,569	1,570	0,3	0,470	0,471	0,471
			Σ			77,32	120,791	121,289	121,355

2. Определяем параметры распределения δ и q , произведя двойное логарифмирование уравнения (12) и составив систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} \lg \lg \left(\frac{1}{0,8} \right) &= \lg \lg e - \delta (0,318 - q) \lg e; \\ \lg \lg \left(\frac{1}{0,9} \right) &= \lg \lg e - \delta (0,500 - q) \lg e. \end{aligned} \right\} \quad (I-2)$$

Решая (I-2) относительно δ и q , получаем:

$$\delta = 4,2; q = -0,04.$$

3. Определяем $P_{\text{ср}}$ для $T_n=15$ лет:

$$\lg \lg \left(\frac{1}{0,933} \right) = \lg \lg e - 4,2 (P_{\text{ср}} + 0,04) \lg e, \quad (I-3)$$

откуда $P_{\text{ср}} = 0,675 \text{ кг/м}$.

4. Определяем разрушающую нагрузку, соответствующую максимальному использованию несущей способности опор

$$P_i = P_{\text{ср}} \frac{K_1 K_2}{K_3}, \quad (I-4)$$

где $K_1=1,4$ — отношение расчетной нагрузки к нормативной;
 $K_2=1,4$ — отношение контрольной разрушающей нагрузки к расчетной;

$K_3=0,85$ — коэффициент пролетности.

Результаты расчетов приведены ниже.

$T_n, \text{ лет}$	5	10	15
$P_i, \text{ кг/м}$	0,734	1,155	1,559

7. Воспользовавшись результатами, приведенными в табл. 2, по формуле (16) находим:

$$\alpha_{T_n} = 1,695 \left(1 - \frac{120,791}{77,32} \cdot 0,634 \right) = 1,66 \%;$$

$$\alpha_{T_n} = 1,695 \left(1 - \frac{121,29}{77,32} \cdot 0,634 \right) = 0,93 \%;$$

$$\alpha_{T_n} = 1,695 \left(1 - \frac{121,35}{77,32} \cdot 0,634 \right) = 0,83 \%.$$

Приложение II. К определению удельного ущерба от аварийного недоотпуска электроэнергии. Для определения удельного ущерба, отнесенного к 1 км поврежденных линий, были использованы данные об ущербе у потребителей от аварийного недоотпуска электроэнергии, полученные Украинским отделением ВНИПСельэлектро согласно методике ВИЭСХ [Л.7] для условий Украинской ССР (табл. 3).

Таблица 3

Наименование	Ущерб на 1 ч перерыва электроснабжения, руб.	Ущерб на один недоотпущенный кВт·ч, руб.
Колхоз	34,5	0,34
Совхоз	51,5	0,28
В среднем по УССР	—	0,33

На основании данных табл. 3 и многолетних данных о повреждаемости сельских линий электропередачи напряжением 10 кВ при гололедных авариях и об аварийном недоотпуске электроэнергии были вычислены: удельный ущерб у потребителей, системный ущерб (по цене 4 коп. за недоотпущенный кВт·ч) и суммарный удельный ущерб от аварийного недоотпуска электроэнергии, приведенный к 1 км поврежденных линий (табл. 4).

Таблица 4

Год	Удельный ущерб от недоотпуска электроэнергии на 1 км поврежденной линии, тыс. руб.		
	У потребителей	Системный	Суммарный
1961	0,47	0,09	0,56
1962	0,59	0,10	0,69
1963	2,63	0,53	3,16
1964	0,90	0,17	1,07
1965	2,09	0,34	2,43
В среднем ¹	1,46	0,30	1,76

¹ Средние значения определены с учетом протяженности поврежденных линий и аварийного недоотпуска за весь период.

Литература

1. Розанов М. Н., Техничко-экономическое сопоставление систем электроснабжения, обеспечивающих различные степени надежности, «Надежность электроснабжения», сб. статей, изд-во «Энергия», 1967.
2. Методика технико-экономических расчетов в энергетике, «Руководящие материалы по проектированию электроснабжения сельского хозяйства», ВНИПИсельэлектро, 1966, № 12.
3. Холмский Д. В., Бебко В. Г., Ланда М. Л. и Попов Н. Т., Гололедно-ветровые аварии сельских линий электропередачи, «Энергетика и электрификация», Киев, 1967, № 2.
4. Бургсдорф В. В. и Муретов Н. С., Гололедные нагрузки воздушных линий электропередачи СССР, Труды ВНИИЭ, вып. 10, 1960.
5. Лукьяненко Ю. Д., Повышение надежности работы железобетонных опор и приставок на линиях электропередачи напряжением 6—10 кВ, «Механизация и электрификация сельского хозяйства», изд-во «Урожай», Киев, 1965.
6. Гумбель, Статистика экстремальных значений, изд-во «Мир», 1965.
7. Агаларов А. М., Дудник В. Е., Зуль Н. М., Левин М. С. и Эбин Л. Е., Определение ущерба от перерывов в электроснабжении, «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1965, № 2.

[26.5.1967]



УДК 621.317.31

Сравнение кривых распределения амплитуд токов молний по измерениям в различных странах

Доктор техн. наук, проф. С. ШПОР

Польская Народная Республика

Введение. Измерения токов молний ферромагнитными регистраторами в ПНР [Л. 1—5] показали удивительно большие значения амплитуд токов примерно в 2 раза превышающие значения, полученные в проведенных ранее многочисленных в наиболее известных исследованиях. Отклонения других кривых объясняются влиянием больших и разнообразных погрешностей [Л. 3—5]. Эти погрешности в некоторой степени были известны ранее, однако, не было принято достаточных мер для их устранения или введения соответствующих коррективов.

Целью настоящей статьи является сравнение результатов измерений токов молний, проведенных на протяжении последних 35 лет в различных странах. Чтобы получить дополнительные информации, не содержащиеся в статьях, нами произведен обмен большим количеством писем со специалистами 10 стран. В статье представлена только часть всего материала.

Причины больших погрешностей. Разные погрешности, имеющие место в измерениях, проводимых с помощью ферромагнитных регистраторов, обсуждались большим числом авторов, особенно американских. Однако до сих пор не решены в достаточной степени все вопросы точности измерений, не учтены надлежащие поправочные коэффициенты или учтены неправильно (уменьшение тока вместо

его увеличения). Только в 1964 г. была представлена работа, решающая почти все вопросы точности измерений [Л. 3 и 4]. В ней описаны четыре большие погрешности а), б), в), г) и рассмотрены несколько серий регистрации амплитуд токов молний из разных стран.

В настоящем докладе приводятся вышеупомянутые погрешности, а также погрешности, обозначенные буквами д) — (указаны американскими специалистами) и е).

а) Неправильный метод получения амплитуд тока в металлической опоре, заключающийся в суммировании **частичных** токов, зарегистрированных в четырех наружных стержнях опоры без учета растекания тока в решетке, приводит к снижению амплитуды. Для такого случая из американских исследований поправочный коэффициент получается равным примерно 3, однако, по-видимому, для менее густой решетки более правильным поправочным коэффициентом является 2.

Отрицательные погрешности больше, если магнитный регистратор помещен в точке А на рис. 1, чем в точке В.

б) Неправильный метод определения амплитуды тока молний с помощью простого суммирования **частичных** токов, протекающих до земли через несколько токоведущих частей, например соседних опор, влияет на увеличение амплитуд токов. Та-

кая же погрешность может иметь место при суммировании 2-х токов в тросе линии электропередачи на концах пролета при ударе молнии в трос, что до сих пор не учитывалось.

в) Насыщение ферромагнитного регистратора вследствие малого расстояния между регистратором и токоведущими частями, может вызвать отрицательную погрешность (уменьшение амплитуды тока), порядка нескольких десятков процентов при наибольших значениях токов молний. Методом устранения погрешностей является увеличение расстояния между регистратором и токоведущими частями, например, до 1—2 м (Швеция, ПНР), или использование труднонасыщаемых ферромагнитных регистраторов.

Можно получить неплохую точность насыщенного регистратора. Другой метод домagnичивания дает огромные погрешности насыщенных регистраторов. В ПНР применяется в последнее время метод отмагничивания для всех насыщенных регистраторов.

г) Регистрация искусственно увеличенного тока случается вследствие отражения волн в длинных проводах при коротком фронте тока молнии.

На рис. 2, а представлена дымовая труба с молниеотводом ab , который обладает волновым сопротивлением z . Молния имеет волновое сопротивление z_f , а заземлитель сопротивления R_t . Если сопротивления уменьшаются в порядке: $z_f \gg z \gg R_t$ (например $1000 \text{ ом} \gg 300 \text{ ом} \gg 10 \text{ ом}$), то тогда отражения волн на концах a и b дают отличающиеся амплитуды: $i_{aM} < i_{bM}$.

Величина i_{aM} близка к значению тока молнии i_{0M} , который бы получился, если бы та же самая молния ударила в объект очень низкий и имеющий очень малое сопротивление. В нижней точке b волновые колебания дают величину i_{bM} , значительно большую (почти в 2 раза), если высота l_{ab} относительно большая.

Такие же условия случаются, когда молния ударяет в середину пролета троса линии электропередачи (рис. 2, б).

Благодаря симметрии можно перейти к схеме, изображенной на рис. 2, в. Если сопротивления уменьшаются в порядке

$$z_f \gg \frac{1}{2} z \gg \frac{1}{2} R_t,$$

то для такого случая можно применить выводы, сформулированные для схемы, изображенной на рис. 2, а.

Для оценки этого влияния в ПНР проводятся регистрации не только в нижней части молниеотвода дымовой трубы, но также и в верхней его части.

д) Размагничивающее действие тока короткого замыкания искажает результаты регистрации особенно на линии без троса или на линии с тросом, но с большим сопротивлением заземления опор.

е) Неточный расчет центра тяжести наружного

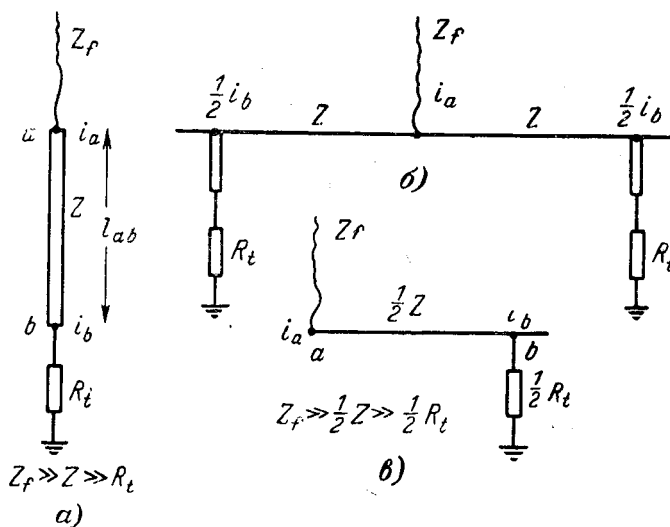


Рис. 2.

стержня (фасонного железа) металлической опоры при определении расстояния ферромагнитного регистратора от «центра» тока также приводит к искажению регистрации. Отсюда вытекает преимущество регистрации на деревянных опорах с участком троса круглого профиля, шунтирующего нижнюю часть опоры (регистрации, проводимые в ПНР), над регистрациями, проводимыми на металлических опорах, где могут возникать большие погрешности, особенно при меньших расстояниях, т. е. при регистрации меньших токов.

Польские исследования с помощью ферромагнитных регистраторов. На рис. 3 представлена кривая I . Эту кривую, по нашему мнению, следует считать наиболее точной. Она обладает тремя наивысшими зарегистрированными амплитудами, из которых одна около 160 кА и две — около 240—250 кА, полученными только в одном грозовом сезоне 1959 г.

По кривой I вероятность появления тока 200 кА достигает 2%. Экстраполяция кривых I и I' до зна-

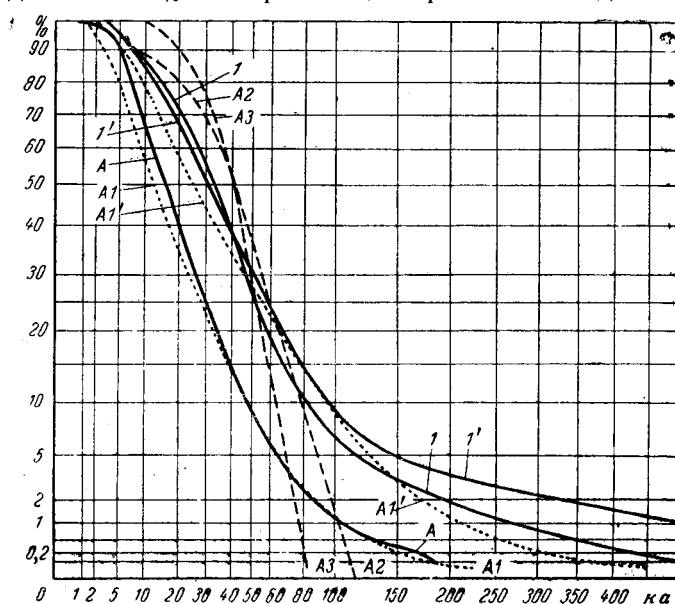


Рис. 3.

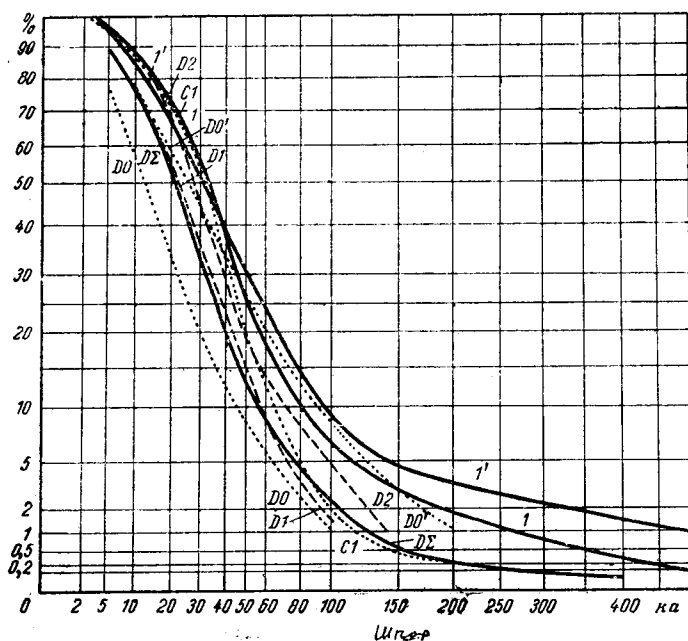


Рис. 4.

чения тока 500 ка обоснована тем, что в другой серии испытаний (не указанной на рис. 3 вследствие низкой точности регистрации) получена один раз амплитуда тока порядка 500 ка [Л. 2].

Американские исследования. На рис. 4 представлены наиболее ранние результаты исследований на нескольких американских линиях электропередачи [Л. 6 и 7]. Общее число зарегистрированных ударов молний достигает 3000. Эти наиболее многочисленные в мире исследования, однако, содержат значительные погрешности. В указанных испытаниях различаются три вида кривых:

A_1 — регистрации на металлических опорах линий электропередачи, 2721 удар молний за период 1933—1943 гг., содержат большие погрешности, перечисленные в пунктах а) и б), которые только частично компенсируются. Кривая A_1 получена из A_1 путем умножения токов молний на поправочный коэффициент 2. При больших амплитудах токов существует еще возможность большой отрицательной погрешности насыщения в). Кроме того, существует также возможность значительных погрешностей г), д), е);

A_2 — регистрации на грозозащитных тросах линий электропередачи, 44 удара молний, за период 1940—1943 гг., обладают значительными погрешностями положительного знака б) и г), а также большими погрешностями вследствие насыщения регистраторов при больших амплитудах в). Существует также возможность больших погрешностей д);

A_3 — регистрации на стержневых молниеотводах, 30 ударов молний за период 1940—1943 гг. В этом случае наличие больших погрешностей возможно только вследствие насыщения регистраторов при больших амплитудах в).

На рис. 4 представлена кривая A , применяемая в рекомендациях AIEE для расчетов грозозащит-

ных тросов [Л. 8 и 9]. Она близка кривой A_1 , определенной на основе наибольшего числа регистрации [Л. 7].

Немецкие исследования. На рис. 4 представлены кривые, построенные по данным [Л. 10]:

D_2 — регистрации на линиях электропередачи с двумя или тремя тросами. Результаты, по крайней мере, частично из регистрации на тросах;

D_1 — регистрации на линиях электропередачи с одним тросом. Результаты, по крайней мере, частично из регистраций на тросах;

D_0 — регистрации в опорах на линиях электропередачи без троса;

D — сводная кривая, 983 удара молний.

Кривая D_0 указывает на меньшую вероятность больших токов. Это объясняется большей погрешностью при регистрации на опорах а) и погрешностью д) ввиду коротких замыканий, вызванных отсутствием тросов.

Кривые D_1 и D_2 лучше американской кривой A_2 , благодаря меньшей погрешности насыщения в).

На рис. 4 приводится также кривая C_1 , построенная по данным ЧССР и кривые I и I' , построенные по данным ПНР. Кривая C_1 довольно приближается к немецким кривым.

Советские исследования с помощью ферромагнитных регистраторов. На рис. 5 представлены кривые, полученные по данным регистраций, проведенных в СССР:

R_1 — регистрации на опорах линий электропередачи [Л. 11], 807 ударов молний за период 1937—1940 гг.;

R_2 — регистрации на линиях электропередачи по Бургсдорфу [Л. 12];

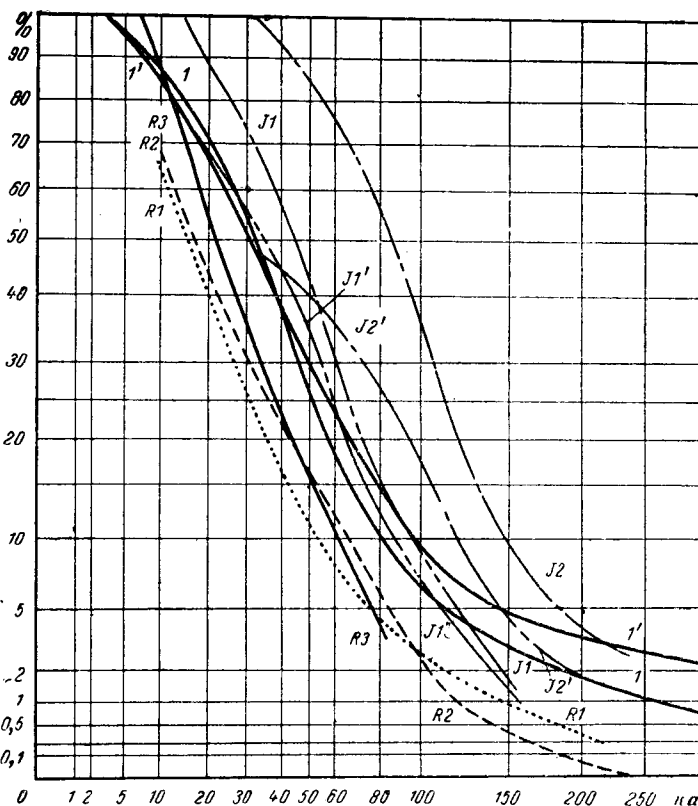


Рис. 5.

R_3 — наиболее современные регистрации на линиях электропередачи 220 кВ, полученные по данным [Л. 13], 60 ударов молний за период 1960—1962 гг.

Кривые R_1 и R_2 имеют крайнее левое нижнее положение, приближенное к кривой A_1 , по всей вероятности вследствие погрешностей типа а), существующих при регистрациях на металлических опорах. Авторы считают, что кривая R_3 лишена погрешностей а) благодаря точной градуировке регистраторов на действительной опоре. Однако низкое положение кривой R_3 вызывает подозрение в наличии неизвестной отрицательной погрешности.

Японские исследования с помощью ферромагнитных регистраторов. На рис. 5 представлены также две японские кривые, полученные по данным [Л. 14]:

J_1 — регистрации на линиях электропередачи 145 кВ, 84 удара молний;

J_2 — регистрации на линиях электропередачи 66 кВ, 40 ударов молний.

Эти кривые имеют относительно высокое положение, что объясняется только очень высокими значениями нижнего предела регистрации. Применяя в связи с этим весьма произвольный коэффициент коррекции 0,76 для J_1 и 0,48 для J_2 (коррекция по процентам), можно получить скорректированные кривые J_1 и J_2 , довольно приближенные к кривым I и I' , но значительно отличающиеся по своей форме.

Английские, шведские, чехословацкие и швейцарские исследования. На рис. 6 приводятся более современные и относительно точные кривые разных стран:

E_1 — не опубликованная до сих пор кривая, полученная вследствие регистрации ферромагнитными регистраторами в Англии [Л. 15]. Кривая построена только на основе восьми ударов молний, но она совпадает с кривой I ;

S — кривая, полученная вследствие регистрации ферромагнитными регистраторами в Швеции [Л. 16], 26 ударов молний (после изъятия индуктированных токов до 2,5 кА в большинстве положительной полярности). Эта кривая тоже хорошо совпадает с кривой I' ;

C_1 — кривая, полученная вследствие регистрации ферромагнитными регистраторами на грозозащитных тросах линий электропередачи в ЧССР [Л. 17 и 18], 601 удар молний. Наблюдается совпадение с кривой I в пределах меньших амплитуд. Но совпадение с кривой I отсутствует в пределах больших амплитуд, возможно ввиду больших погрешностей типа в), вызванных насыщением регистраторов;

C_2 — кривая, полученная вследствие регистрации ферромагнитными регистраторами в ЧССР [Л. 18], 76 ударов молний. Большое расхождение с кривой I и I' только частично можно объяснить влиянием больших погрешностей, вызванных насыщением регистраторов;

H_1 — кривая, полученная на основе осциллографических измерений токов молний, развиваю-

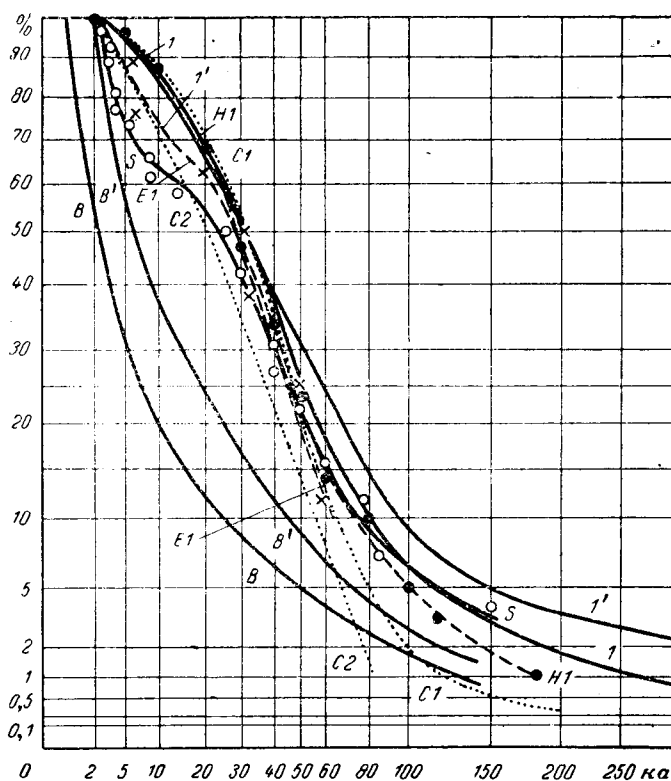


Рис. 6.

щихся от облака к земле, на Монте Сан Сальваторе в Швейцарии, 100 ударов молний [Л. 20]. Наблюдается неплохое совпадение этих результатов с кривыми I и I' .

В пределах наибольших амплитуд совпадение кривых H_1 и I будет еще лучшим, если переместить точку, соответствующую амплитуде 180 кА в сторону значительно больших амплитуд.

Положение кривой H_1 ниже кривой I может быть следствием специфических условий на Монте Сан Сальваторе. На крутой горе высотой 600 м над уровнем Лугановского озера находятся две башни высотой по 70 м каждая. Эта геометрическая форма установки является с точки зрения ударов молний эквивалентом двух башен высотой по 300 м каждая, находящихся на равнине. Поэтому при измерениях на Монте Сан Сальваторе могут встречаться меньшие амплитуды токов молний, чем на относительно низких объектах. Кроме того, на высоте измерительной установки 1000 м над уровнем моря могут регистрироваться меньшие амплитуды, чем при измерениях на небольших высотах.

Выводы. 1. Измерения амплитуд токов молний в ПНР показали значения примерно в 2 раза большие, чем в проведенных ранее многочисленных и наиболее известных измерениях, американских, советских и немецких.

2. Исследованы большие погрешности шести типов, возникающие при регистрациях. При этом очень важную роль играют погрешности типов а) и б).

3. Некоторые зарубежные серии измерений совпадают с польскими регистрациями.

4. Наивысшие значения токов, 200—500 ка или даже больше, требуют дальнейших регистраций.

5. В статье нет данных, характеризующих влияние больших высот над уровнем моря и влияние географической широты. Эти факторы требуют дальнейших исследований.

Литература

1. Szpor S., Suchocki J., Kotlowski J., Acta Techn. Gedanensia, 1963, Nr 2, s. 43.
2. Szpor S., Dytkowski E., Suchocki J., Acta Technica Gedanensia, 1963, Nr 2, s. 61.
3. Szpor S., Wasilenko E., Samula J., Dytkowski, Suchocki J., Zaborowski B., Conf. Int. Grands Réseaux Electr., 1964, r. 319.
4. Szpor S., Wasilenko E., Samula J., Dytkowski E., Suchocki J., Zaborowski B., Przegl. Elektr. 1964, s. 117.
5. Szpor S., Dytkowski E., Suchocki J., Zaborowski B., Cewe A., Ossowicki J., VIII Conf. Int. Protection contre la Foudre, 1965.
6. Lewis W. W., Foust C. M., Trans. Am. Inst. El. Eng., 1945, s. 107.
7. Lewis W. W., The protection of transmission systems against lightning, 1950.

8. AIEE Committee, Trans. Am. Inst. El. Eng., 1950, s. 1187.
9. Harder E. L., Whitehead E. R., Conf. Int. Grands Réseaux Electr., 1952, r. 309.
10. Baatz H., Elektr. Zeitschr., 1951, s. 492.
11. Стекольников И. С., Физика молнии и грозоопасность, 1943.
12. Burgsdorf W. W., Conf. Int. Grands Réseaux Electr., 1958, r. 326.
13. Бочковский Б. Б., Вольпов К. Д., Квачка Н. Г., Майкоп А. С. и Серебрякова З. И.
14. Fujitaka S., Tomiyama J., Hirose Y., Issiki T., Conf. Int. Grands Réseaux Electr., 1958, r. 332.
15. British Electr. and Allied Industries Research Ass., No S/B/T120, 1954.
16. Hylten Cavallius N., Stromberg A., El.-teknik, 1959, Nr 7.
17. Gert R., Homa V., Kalousek V., Popolansky F., Vyskocil V., Conf. Int. Grands Réseaux Electr., 1958, r. 336.
18. Popolansky F., Electr. Obzor. 1960, s. 117.
19. Popolansky F., Electr. Obzor. 1964, s. 242.
20. Berger K., Vogelsanger E., Bull. Ass. Suisse Electr., 1965, s. 2.

[27.5.1967]



УДК 621.314.21.014.332

Определение максимального скачка тока при включении трансформатора на холостой ход

Канд. техн. наук, доц. В. И. МАЛЫШЕВ

Москва

Наиболее общим математическим методом решения переходных процессов можно считать метод интегрируемой нелинейной аппроксимации. Однако этот метод может дать удовлетворительное решение только при двух условиях: аппроксимация нелинейной функции, полученной опытным путем, должна достаточно точно соответствовать этой функции; эта функция должна поддаваться точному интегрированию.

Рассматривая с этой точки зрения положение вопроса в настоящее время, надо признать, что аналитическое выражение кривой намагничивания в виде показательной функции наиболее близко соответствует этой кривой, с чем согласно большинство авторов, исследовавших этот вопрос, и что было проверено автором на многих характеристиках холостого хода.

Но второму условию это выражение удовлетворяет только при постоянном токе [Л. 1]. Для переменного тока Л. А. Бессонов приводит расчет Оллендорфа [Л. 2], который он оценивает как приближенный. При всех существенных допущениях он получает настолько сложную формулу, что практически ею пользоваться нецелесообразно, поскольку она сложна и математически неточна.

В статье А. Г. Богуша [Л. 3] рассматривается магнитный поток трехфазного трансформатора, исходя из известной формулы магнитного потока для катушки со стальным сердечником. Аппроксимацию

он берет в виде гиперболического синуса, а при выводе выражения тока принимает активное сопротивление равным нулю и таким образом при расчете переходного процесса отсутствует апериодическая составляющая тока.

В статье Е. М. Певзнера [Л. 4] автор при выводе дифференциального уравнения вместо сопротивления обмотки r , которое характеризует апериодическую составляющую переходного процесса, вводит величину, определяемую графически, следовательно, приближенно. Решение лишается математической точности, имеет более сложный вид, чем у Оллендорфа, и практически им пользоваться нецелесообразно. Из рассмотренных решений других авторов видно, что они не внесли практически ничего нового в этот вопрос. Поэтому в книге Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, Л. В. Нетушил, С. В. Страхов «Основы теории цепей» (1965 г.) по этому вопросу указано, что «Пригодным для решения этой задачи можно считать только два метода: 1) метод условной линеаризации и 2) метод последовательных интервалов (метод Волюнкина).

Основная формула скачка тока при включении реактора со стальным сердечником на переменное напряжение. Вывод математической зависимости был сделан автором в 1926 г. на основании аппроксимации кривой намагничивания листового стали по опытам лаборатории Ленинградского политехнического института. Для употреблявшихся тогда

марок листовой электротехнической стали была принята логарифмическая зависимость

$$B = m \lg cH,$$

где m и c — постоянные.

Кривые, вычисленные по этой формуле и полученные эмпирически, начиная с $B=0,13$ и до $1,9$ тл совпадали удовлетворительно.

Для однофазного трансформатора с разомкнутой вторичной цепью уравнения по закону Кирхгофа, как известно, будет:

$$U_m \sin(\omega t + \psi) = w \frac{d\Phi}{dt} + ri$$

или, заменяя H через $\frac{\omega i}{l}$ и подставляя выражение B через i , получим уравнение:

$$U_m \sin(\omega t + \psi) = msw \lg e \frac{di}{idt} + ri.$$

Это уравнение приводится к уравнению Бернулли, затем интеграл знаменателя раскладывается в быстро сходящийся ряд и уравнение интегрируется.

Так как задачей автора было найти только максимальное значение функции тока, которое наступает в конце первого полупериода, то это упростило окончательный вывод. Кроме того, использование логарифмической зависимости оправдывается тем, что максимум тока наступает в конце первого полупериода.

В результате всех преобразований и подсчетов для определения максимального скачка тока получена следующая формула:

$$i_{\max} = \frac{e^{-\frac{U_{m1}}{w}}}{-Qt \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{U_{m1}}{w} \right)^2 + \frac{1}{64} \left(\frac{U_{m1}}{w} \right)^4 + \dots + \frac{1}{2304} \left(\frac{U_{m1}}{w} \right)^6 + \frac{1}{147500} \left(\frac{U_{m1}}{w} \right)^8 + \dots \right]} \dots$$

Для проверки этой формулы был взят из классической литературы пример однофазного трансформатора со всеми необходимыми для расчета параметрами и был определен скачок тока по методу автора и методу Воынкина. Получилось незначительное расхождение (55,6 и 54 а).

Определение скачка тока при включении трансформатора на холостой ход. В приведенные расчеты входят параметры, которые в готовых трансформаторах трудно определимы. Поэтому автор перешел к параметрам, легко определимым для любого трансформатора. За основу взята не кривая намагничивания листовой электротехнической стали, а характеристика холостого хода трансформатора.

Характеристики холостого хода трансформаторов и генераторов могут быть выражены в виде логарифмических функций вида

$$U = m \lg Ci,$$

где U — напряжение холостого хода;

I — ток холостого хода, а;

m и C — постоянные.

Параметры этой функции легко определяются по трем точкам характеристики холостого хода.

В типовых случаях эти параметры постоянны. Известно, что на основании многочисленных опытов была построена «универсальная» характеристика холостого хода, которая, как показал В. А. Тальинский, применима для всех генераторов как переменного, так и постоянного тока. Она выражена в относительных единицах и поэтому является универсальной.

Если представить эту характеристику по логарифмической формуле автора, получим табл. 1.

Таблица 1

Универсальная характеристика		Вычислено по формуле автора
i	U	$U = 1,16 (\lg i + 0,84)$
0,5	0,58	0,62
1,0	1,0	0,98
1,5	1,21	1,18
2,0	1,33	1,32
2,5	1,40	1,43

Последние опыты производились с трехфазным трансформатором мощностью 2,5 ква, 50 гц. Для снятия характеристики холостого хода трансформатор подключался к генератору трехфазного тока со стороны низшего напряжения.

Для того чтобы данными опыта холостого хода можно было воспользоваться для определения скачка тока, надо было проверить аппроксимацию примерно до двойного напряжения против номинального.

Подсчет, произведенный по предлагаемой формуле, дал по сравнению с экспериментальной лишь в одной точке отклонение 2,5%, в остальных точках отклонения меньше и имеют разные знаки, что при интегрировании еще больше уменьшает ошибку (см. табл. 2).

Используя приведенную аппроксимацию, было составлено дифференциальное уравнение, которое легко приводится к виду соотношений по закону Кирхгофа. Электродвижущая сила трансформатора определяется известной формулой

$$E_1 = 4,44 f \omega_1 \Phi_m,$$

откуда

$$\omega_1 \Phi_m = \frac{E_1}{222}.$$

Подставляя вместо E_1 выражение $U = 140 \lg 5i$, переводя $\lg 5$ в логарифм натуральный и учитывая соотношение напряжений обмоток, получим:

$$\omega_1 \Phi_m = 0,285 \ln 5i.$$

Подставляя в уравнение, составленное по закону Кирхгофа, выражение $\omega_1 \Phi_m$ через i , получаем уравнение:

$$U_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \psi) - 0,285 \frac{di}{idt} - ri = 0.$$

Это уравнение приводится к виду уравнения Бернулли, интегрируется и находится максимум для i по выведенной формуле:

$$i_m = \frac{e^{-\frac{U_{m1}}{w}}}{-Qt \left[1 + \left(\frac{U_{m1}}{w} \right)^2 \frac{1}{4} + \frac{1}{64} \left(\frac{U_{m1}}{w} \right)^4 + \dots \right]}.$$

Таблица 2

Характеристика	Данные											
Экспериментальные												
Фазный ток обмотки НН, <i>a</i>	0,285	0,370	0,485	0,81	0,89	1,0	1,45	1,64	1,8	2,93	3,95	20
Фазное напряжение обмотки ВН, <i>v</i>	163	182	200	220	230	240	260	272	280	303	323	416
Расчетные												
Фазный ток обмотки НН, <i>a</i>	0,285	0,370	0,490	0,81	0,89	1,0	1,47	1,64	1,8	2,93	3,95	20
Фазное напряжение обмотки ВН, <i>v</i>	162	178	195	224	230	239	260	268	274	304	322	420
Отклонение расчетных данных от экспериментальных, %	—0,6	—2	—2,5	+1,8	0	0,4	0	—1,5	—2	+0,3	—1,6	+1

Подставляя в эту формулу значения параметров исследованного трансформатора при $t=1/100$ сек, получаем ток $i_m=18,6$ *a*.

Ток холостого хода при нормальных условиях, т. е. при соединении обмотки НН в звезду: $i = \frac{0,81}{\sqrt{3}} = 0,48$ *a* при напряжении на обмотке ВН, равном 220 *v*. Отношение максимального тока к току холостого хода получилось $K = \frac{18,6}{0,48} = 39$.

При многократных включениях трансформатора и при исследовании этих включений осциллографом оказалось, что максимальная амплитуда скачка тока в 39 раз больше амплитуды тока холостого хода (0,48 *a*). Максимальный скачок равен:

$$0,48 \cdot 39 = 18,72.$$

Это значение почти точно совпадает с расчетным.

Экспериментальная проверка уравнения для определения максимального скачка тока. Для экспериментального исследования токов включения были изготовлены две модели трехфазных трансформаторов ТСС-180/10. Обмотки моделей имели 12 отводов, позволявших изменять магнитную индукцию в стали в широких пределах до 2 тл. Одна модель имела сердечник из стали марки Э-42, другая — из стали Э-320. Применение электронного управляющего устройства позволяло обеспечить четкость операций включения.

Расчет производился для модели с сердечником из стали Э-320 при $\omega=360$. Магнитная характеристика $B=f(I_{\text{эфф}})$ была выражена в относительных единицах и заменена логарифмической аппроксимацией. Получилось почти точное совпадение кривых.

Максимальный ток включения, рассчитанный по предлагаемой формуле, получился равным 412 *a*. Многочисленные опыты ВЭИ дали для этого случая $i_b=410$ *a*.

Для того же трансформатора, но с числом витков $\omega=420$, расчет тока включения дал $i_m=340$ *a*. По данным опытов ВЭИ максимальный ток включения получился $i_b=338$ *a*. При числе витков $\omega=540$, расчет дал максимальный ток включения $i_m=148$ *a*, а по опытам ВЭИ получилось $i_m=155$ *a*.

Для модели трансформатора ТСС-180/10 с сердечником из стали Э-42 при числе витков 360 расчет велся тем же методом, определялась аппроксимация характеристики холостого хода в относительных единицах и далее, подставляя результаты в уравнение автора, для этого случая был получен ток $i_m=350$ *a*. Максимальный ток включения по опытам ВЭИ также составил 350 *a*.

Из сделанных расчетов можно вывести заключение, что максимальная величина тока включения зависит только от напряжения, при котором произведено включение, и активного сопротивления. Для приведенных случаев:

первого

$$i_m = 0,51 \frac{3470}{4,27} = 412 \text{ а,}$$

второго

$$i_m = 0,51 \frac{2970}{4,42} = 342 \text{ а,}$$

третьего

$$i_m = 0,51 \frac{2320}{8,08} = 147 \text{ а,}$$

четвертого

$$i_m = 0,51 \frac{3510}{5,148} = 350 \text{ а.}$$

Коэффициент 0,51 вытекает из данных интегрирования основного уравнения.

Этими расчетами подтверждаются экспериментальные данные Рюденберга о том, что потеря напряжения определяет кратность токов включения.

Приведенный метод проще решает вопрос о расчете максимального тока включения, чем применявшиеся ранее.

Литература

1. Бессонов Л. А., Переходные процессы в нелинейных электрических цепях со сталью, 1951.
2. Ollendorf F., Zur qualitativen Theorie gesättigter Eisdrosseln AFE Bd XXI, S. 7, 1929, S. 349.
3. Богуш А. Г., О «броске» намагничивающего тока при включении трансформатора, «Электричество», 1957, № 2.
4. Певзнер Е. М., Приборостроение № 5, Известия вузов, «Энергетика», 1959, т. II.

[23.1.1968]



Условия самовозбуждения электрических машин в системе с несколькими степенями свободы

Канд. техн. наук В. А. ЦВЕТКОВ

ВНИИЭ

Исследование электромагнитной неустойчивости (самовозбуждения) симметричных режимов сложных систем, содержащих электрические машины переменного тока, с принципиальной точки зрения не представляет трудности. Соответствующие дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами могут быть составлены для систем любой степени сложности [Л. 1]. Однако даже процесс написания этих уравнений в явном виде для сложных систем весьма сложен. Еще более сложен анализ полученных уравнений в общем виде.

Сущность физических явлений, протекающих при самовозбуждении, обычно анализируют на примере простейшего колебательного контура «машина — емкость» (рис. 1, а). При этом выясняется, что области возбуждения можно разделить на три зоны, характеризующиеся различными энергетическими источниками неустойчивости. В первой области, называемой зоной синхронного самовозбуждения, колебания развиваются за счет простого момента явнополюсности, возникающего вследствие разной индуктивности машины по продольной и поперечной осям. На границе устойчивости этой зоны результирующий вектор тока статора постоянен по величине и по направлению относительно ротора. Во второй области, называемой второй зоной асинхронного самовозбуждения, колебания развиваются, главным образом, за счет динамического момента явнополюсности. Различие индуктивностей машины по продольной и поперечной осям обеспечивается в этом случае за счет экранирующего влияния обмотки возбуждения, обладающей низким активным сопротивлением. При этом частота токов ротора и роль асинхронного момента очень малы. В третьей области, называемой третьей зоной асинхронного самовозбуждения, частота токов ротора достаточно велика, а колебания поддерживаются за счет асинхронного генераторного момента.

Перечисленные разновидности электромагнитной неустойчивости проявляются и в более сложных системах. При этом резонансные условия выполняются только для одной частоты. Методическим вопросам определения соответствующих областей самовозбуждения посвящено значительное число работ. Вместе с тем в системах с несколькими степенями свободы возможен другой тип возбуждения колебаний — комбинационный параметрический резонанс или резонанс на нескольких частотах [Л. 2]. Этот вопрос в приложении к самовозбуждению электрических машин практически не исследован. В настоящей статье анализируются условия комбинационного резонанса в системе «электрическая машина — пассивный двухполюсник». Подчеркнем, что простейшей системой, в которой возможен комбинационный резонанс, является система с двумя степенями свободы (рис. 1, б).

Запишем уравнение для невозбужденной машины, вращающейся с неизменной скоростью ротора,

равной 1, и замкнутой на произвольный пассивный двухполюсник [Л. 1]. Аналогичное уравнение получается для машины, связанной с шинами бесконечной мощности через пассивный двухполюсник. Примем систему координат d и q , тогда:

$$\begin{aligned} &[(p+j)x_d(p)+z(p+j)]i_d - \\ &- j[(p+j)x_q(p)] + z(p+j)i_q = 0. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $z(p)$ — операторное сопротивление двухполюсника. Оператор $z(p+j)$ содержит действительную часть $\operatorname{Re}_z(p)$ и мнимую часть $j\operatorname{Im}_z(p)$.

$x_d(p)$ и $x_q(p)$ — операторные сопротивления машины по осям d и q , конкретный вид которых зависит от количества, расположения и параметров замкнутых контуров ротора. Активное сопротивление статора будем относить ко внешней цепи.

Приравнявая нулю действительную и мнимую часть уравнения (1), получаем:

$$\begin{cases} [px_d(p) + \operatorname{Re}_z(p)]i_d + [x_q(p) + \operatorname{Im}_z(p)]i_q = 0, \\ [x_d(p) + \operatorname{Im}_z(p)]i_d - [px_q(p) + \operatorname{Re}_z(p)]i_q = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Приравнявая определитель данной системы нулю, получаем характеристическое уравнение

$$\begin{aligned} &x_d(p)x_q(p)(1+p^2) + [x_q(p) + \\ &+ x_d(p)][p\operatorname{Re}_z(p) + \operatorname{Im}_z(p)] + \\ &+ \operatorname{Re}_z^2(p) + \operatorname{Im}_z^2(p) = 0. \end{aligned} \quad (3)$$

На границе устойчивости $p=j\omega$. Подставим p , равное $j\omega$, в уравнение (3), введя предварительно следующие обозначения:

$$\begin{cases} x_d(j\omega) = x_d(\omega) + jR_d(\omega), \\ x_q(j\omega) = x_q(\omega) + jR_q(\omega). \end{cases} \quad (4)$$

При положительных ω величины $R_d(\omega)$ и $R_q(\omega)$ равны нулю или отрицательны, что соответствует генераторному асинхронному моменту.

$$\begin{aligned} &[x_d(\omega) + jR_d(\omega)][x_q(\omega) + jR_q(\omega)](1-\omega^2) + \\ &+ [x_d(\omega) + x_q(\omega) + j(R_d(\omega) + R_q(\omega))][j\omega\operatorname{Re}_z(j\omega) + \\ &+ \operatorname{Im}_z(j\omega)] + \operatorname{Re}_z^2(j\omega) + \operatorname{Im}_z^2(j\omega) = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Комплексное сопротивление внешней цепи $z(j\omega')$ на произвольной частоте ω' представим в следующем виде:

$$z(j\omega') = b_r(\omega') + jb_x(\omega').$$

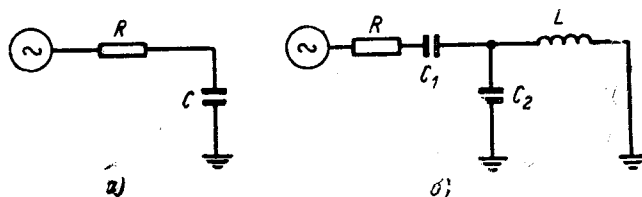


Рис. 1. Простейшие схемы для исследования самовозбуждения.

а — для резонанса на одной частоте; б — для комбинационного резонанса.

В силу принятых обозначений справедливы равенства:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re}_z(j\omega) + j \operatorname{Im}_z(j\omega) &= z(j + j\omega) = b_r(1 + \omega) + \\ &+ j b_x(1 + \omega); \\ \operatorname{Re}_z(-j\omega) + j \operatorname{Im}_z(-j\omega) &= z(j - j\omega) = \\ &= b_r(1 - \omega) + j b_x(1 - \omega). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Комплексные величины $\operatorname{Re}_z(j\omega)$ и $\operatorname{Im}_z(j\omega)$ можно представить в виде суммы действительной и мнимой части:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re}_z(j\omega) &= A_R(\omega) + j B_R(\omega), \\ \operatorname{Im}_z(j\omega) &= A_I(\omega) + j B_I(\omega). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Подставляя (7) в (6) и учитывая, что

$$\begin{aligned} A_R(\omega) &= A_R(-\omega); \\ B_R(\omega) &= -B_R(-\omega); \\ A_I(\omega) &= A_I(-\omega); \\ B_I(\omega) &= -B_I(-\omega), \end{aligned}$$

получаем:

$$\left. \begin{aligned} A_R(\omega) &= \frac{R_1 + R_2}{2}; \quad B_R(\omega) = \frac{x_1 - x_2}{2}; \\ A_I(\omega) &= \frac{x_1 + x_2}{2}; \quad B_I(\omega) = \frac{R_2 - R_1}{2}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $x_1 = b_x(1 + \omega)$ и $x_2 = b_x(1 - \omega)$ — реактивные сопротивления входного двухполюсника на частотах $\omega_1 = 1 + \omega$ и $\omega_2 = 1 - \omega$; $R_1 = b_r(1 + \omega)$ и $R_2 = b_r(1 - \omega)$ — активные сопротивления двухполюсника на частотах ω_1 и ω_2 .

Подставляя (7) с учетом (8) в уравнение (5) и приравнявая нулю действительную и мнимую части, получаем два уравнения:

$$\left\{ x_d(\omega) x_q(\omega) \omega_1 \omega_2 + \frac{1}{2} [x_d(\omega) + x_q(\omega)] [x_1 \omega_2 + x_2 \omega_1] + R_1 R_2 + x_1 x_2 \right\} - \left\{ [R_d(\omega) R_q(\omega) \omega_1 \omega_2] + \frac{1}{2} [R_d(\omega) + R_q(\omega)] [R_2 \omega_1 - R_1 \omega_2] \right\} = 0; \quad (9)$$

$$\left\{ \frac{1}{2} [x_d(\omega) + x_q(\omega)] [R_2 \omega_1 - R_1 \omega_2] + R_2 x_1 - R_1 x_2 \right\} + \left\{ [R_d(\omega) x_q(\omega) + R_q(\omega) x_d(\omega)] \omega_1 \omega_2 + \frac{1}{2} [R_d(\omega) + R_q(\omega)] [x_1 \omega_2 + x_2 \omega_1] \right\} = 0. \quad (10)$$

Уравнения (9) и (10) позволяют определить границы различных областей неустойчивости по заданным частотным характеристикам машины и внешней цепи. Для большей простоты выкладок примем активное сопротивление внешней цепи не зависящим от частоты, т. е. положим $R_1 = R_2 = R$. Хотя при этом вносится некоторая ошибка, принципиальная картина не меняется. Введем обозначения:

$$\left. \begin{aligned} x(\omega) &= \frac{x_d(\omega) + x_q(\omega)}{2}, \\ y(\omega) &= \frac{x_d(\omega) - x_q(\omega)}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Подставляя (11) в уравнения (9) и (10) и производя соответствующие алгебраические преобразования, получаем:

$$\begin{aligned} &[x_1 + x(\omega) \omega_1] [x_2 + x(\omega) \omega_2] + R^2 - \\ &- y(\omega)^2 \omega_1 \omega_2 - \{ [R_d(\omega) R_q(\omega) \omega_1 \omega_2 + \\ &+ [R_d(\omega) + R_q(\omega)] R \omega \} = 0, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} &R \{ [x_1 + \omega_1 x(\omega)] - [x_2 + \omega_2 x(\omega)] \} + \\ &+ \{ [R_d(\omega) x_q(\omega) + R_q(\omega) x_d(\omega)] \omega_1 \omega_2 + \\ &+ \frac{1}{2} [R_d(\omega) + R_q(\omega)] [x_1 \omega_2 + x_2 \omega_1] \} = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Уравнения (12) и (13) удобны для выявления эффекта комбинационного резонанса при самовозбуждении электрических машин переменного тока. Анализ начнем с простейшего случая отсутствия демферных обмоток и разомкнутой обмотки возбуждения. В этом случае имеем:

$$x_d(\omega) = x_d; \quad x_q(\omega) = x_q;$$

$$R_d(\omega) = R_q(\omega) = 0;$$

$$x = \frac{x_d + x_q}{2}; \quad y = \frac{x_d - x_q}{2}.$$

Уравнения (12) и (13) перепишем в следующем виде:

$$R^2 = \left(\frac{x_d - x_q}{2} \right)^2 \omega_1 \omega_2 - (x_1 + \omega_1 x)(x_2 + \omega_2 x), \quad (14)$$

$$\omega_1 x + x_1 = \omega_2 x + x_2. \quad (15)$$

Границы области неустойчивости по каким-то параметрам внешней цепи определяются из совместного решения уравнений (14) и (15). При равенстве нулю внешнего сопротивления R самовозбуждение осуществляется в случае одновременного выполнения следующих неравенств:

$$\left. \begin{aligned} x_d + \frac{x_d - x_q}{2} \left(\sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}} - 1 \right) &> -\frac{x_1}{\omega_1} > x_q - \\ &- \frac{x_d - x_q}{2} \left(\sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}} - 1 \right), \\ x_d + \frac{x_d - x_q}{2} \left(\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} - 1 \right) &> -\frac{x_2}{\omega_2} > x_q - \\ &- \frac{x_d - x_q}{2} \left(\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} - 1 \right). \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Наибольшее значение активного сопротивления $R_{\text{нр}}$, при котором еще возможно самовозбуждение, определяется по формуле

$$R_{\text{нр}} = \left(\frac{x_d - x_q}{2} \right) \frac{1}{\omega_1 \omega_2}. \quad (17)$$

При этом реактивное сопротивление внешней цепи подчиняется следующим соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 \left(\frac{x_d + x_q}{2} \right) + x_1 &= 0, \\ \omega_2 \left(\frac{x_d + x_q}{2} \right) + x_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Одновременное выполнение соотношений (18) означает, что величины ω_1 и ω_2 являются собственными

частотами системы. Поскольку частоты ω_1 и ω_2 связаны равенством

$$\omega_1 + \omega_2 = 1 + \omega + 1 - \omega = 2,$$

то налицо условия комбинационного параметрического резонанса.

Комбинационный резонанс в рассматриваемом случае возможен только при различии сопротивлений по продольной и поперечной осям. Его энергетическим источником является простой момент явнополюсности. Однако в отличие от синхронного самовозбуждения результирующий вектор тока не остается постоянным по величине и неподвижным по отношению к ротору, а в фазных токах статора появляются биения. Емкостной характер внешнего сопротивления на синхронной частоте в общем случае не обязателен: существенно лишь выполнение условий (16) и (17). При $\omega_1 = \omega_2 = 1$ соотношения (16) и (17) превращаются в хорошо известные формулы для границ области синхронного самовозбуждения, т. е. данные соотношения представляют обобщенные условия самовозбуждения при работе генератора без демпферных обмоток и с разомкнутой обмоткой возбуждения на шины бесконечной мощности через пассивный двухполюсник. Соотношения (16) и (17) не могут быть получены из анализа простейшего колебательного контура «машина — емкость».

Рассмотрим условия самовозбуждения при замкнутой обмотке возбуждения ротора и отсутствии демпферных обмоток. В этом случае

$$x_q(\omega) = x_q, \\ R_q(\omega) = 0.$$

Обычно постоянная времени обмотки возбуждения T_{d0} составляет несколько секунд. При этом, уже начиная с частоты $\omega = 0,1$, можно принять:

$$x_d(\omega) = x'_d; \quad R_d(\omega) = 0.$$

Количественные соотношения получаются подстановкой величины x'_d вместо x_d в вышеприведенные формулы. В частности, при отсутствии активных сопротивлений в цепи статора границы области неустойчивости, вызванной комбинационным резонансом, определяется из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} x_q + \frac{x_q - x'_d}{2} \left(\sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}} - 1 \right) &> -\frac{x_1}{\omega_1} > x'_d - \\ &- \frac{x_q - x'_d}{2} \left(\sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}} - 1 \right); \\ x_q + \frac{x_q - x'_d}{2} \left(\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} - 1 \right) &> -\frac{x_2}{\omega_2} > x'_d - \\ &- \frac{x_q - x'_d}{2} \left(\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} - 1 \right). \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

В качестве примера рассмотрим условия самовозбуждения в схеме, представленной на рис. 2, а. Генератор без демпферных обмоток имеет параметры

$$x_d = 1,0; \quad x_q = 0,65; \quad x'_d = 0,3.$$

Емкостное сопротивление продольной компенсации для простоты помещено в начале линии. Натуральная мощность линии в 4,2 раза больше мощности генератора. Активное сопротивление и утечки линии считались независимыми от частоты и вклю-

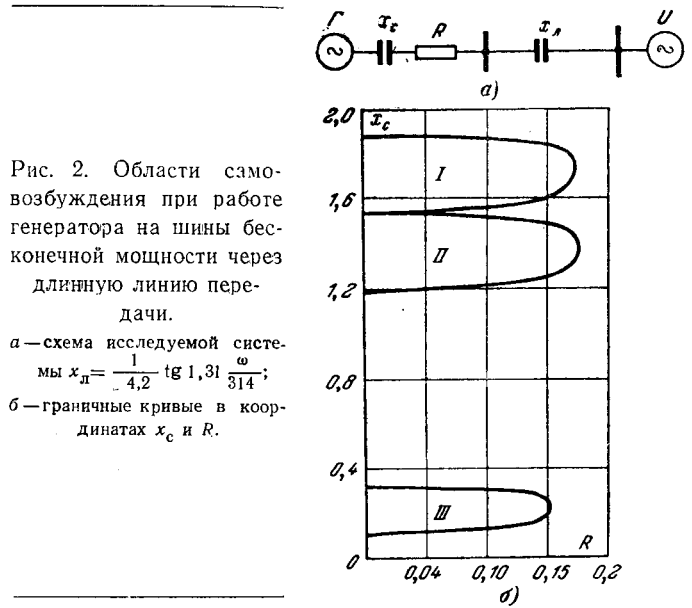


Рис. 2. Области самовозбуждения при работе генератора на шины бесконечной мощности через длинную линию передачи.

а — схема исследуемой системы $x_d = \frac{1}{4,2} \operatorname{tg} 1,31 \frac{\omega}{314}$;
б — граничные кривые в координатах x_c и R .

чались в величину R , т. е. при расчетах рассматривалась линия без потерь. Длина линии равна 1250 км.

На рис. 2, б построены области самовозбуждения в плоскости параметров x_c и R , где x_c представляет относительное емкостное сопротивление продольной компенсации на синхронной частоте. Первая область неустойчивости при $1,88 > x_c > 1,53$ соответствует 1-й зоне самовозбуждения, т. е. синхронному самовозбуждению. Вторая область неустойчивости при $1,53 > x_c > 1,18$ соответствует 2-й зоне асинхронного самовозбуждения. Область, соответствующая 3-й зоне асинхронного самовозбуждения, мала и на рисунке не показана. Третья область неустойчивости при $0,3 > x_c > 0,11$ появляется под действием динамического момента явнополюсности в результате комбинационного параметрического резонанса. Частоты собственных колебаний системы составляют примерно 0,5 и 1,5. Расчет производился по соотношениям (14) и (15) с подстановкой x'_d вместо x_d . Характерно, что при x_c из этой области неустойчивости входное сопротивление пассивного двухполюсника на синхронной частоте индуктивно.

При наличии в роторе замкнутых контуров комбинационный резонанс может возникнуть только под воздействием динамического момента явнополюсности. Причина состоит в том, что при комбинационном резонансе результирующий вектор тока статора не может быть постоянным по величине и неподвижным по отношению к ротору. В результате в замкнутых контурах ротора всегда индуцируются токи. Отмеченное обстоятельство важно с практической точки зрения. Для генераторов с демпферными обмотками по обеим осям при частоте $\omega > 0,2$ величины реактивных сопротивлений $x_d(\omega)$ и $x_q(\omega)$ близки друг к другу и соответствующий динамический момент явнополюсности, пропорциональный разности $x_d(\omega)$ и $x_q(\omega)$, весьма мал. В связи с этим резко снижается опасность комбинационного резонанса и, по-видимому, в большинстве реальных случаев с ней можно не считаться.

Решающее значение в тех случаях, когда одна из собственных частот системы ниже синхронной,

Бесконтактные системы возбуждения компаундированных синхронных двигателей с возбудителями переменного тока

Канд. техн. наук, доц. А. И. ЛИЩЕНКО

Киев

Бесконтактные синхронные двигатели различной мощности с автоматическим регулированием возбуждения по заданному закону в последние годы находят все более широкое применение в народном хозяйстве страны.

Основным типом бесконтактных синхронных двигателей средней и большой мощности является синхронный двигатель с бесконтактной системой возбуждения, состоящей из возбудителя переменного тока (синхронного или асинхронного), вращающегося полупроводникового выпрямителя и устройства АРВ [Л. 1—3].

Возбуждение бесконтактных двигателей чаще всего регулируется с помощью простых и надежных устройств фазового компаундирования, дополненных при необходимости корректором напряжения.

В связи с этим возникает необходимость более подробно рассмотреть особенности бесконтактных систем возбуждения с синхронным и асинхронным возбудителями, отметить наиболее эффективные схемы АРВ к возбудителям обоих типов, провести анализ эквивалентных схем, параметров и основных характеристик указанных систем возбуждения.

Общая характеристика бесконтактных систем возбуждения. Системы возбуждения синхронных двигателей с возбудителями переменного тока и вращающимися выпрямителями обеспечивают бесконтактную передачу мощности возбуждения на ротор синхронного двигателя при полном отсутствии коммутации в цепи возбуждения двигателя как в пусковом режиме, так и при нормальной работе [1—3]. Это значительно упрощает эксплуатацию синхронного двигателя, повышает надежность его работы, позволяет широко применять синхронные двигатели в сильно запыленной и взрывоопасной среде и т. д.

В системе возбуждения такого типа основным элементом является возбудитель переменного тока, который в значительной мере определяет ее харак-

теристики и технико-экономические показатели. Возбудитель может быть синхронным или асинхронным.

Синхронный возбудитель представляет собой обращенную синхронную машину с обмоткой возбуждения на статоре. На роторе возбудителя обычно размещается трехфазная обмотка, соединенная в звезду. Но в некоторых случаях, как показано в [Л. 1], число фаз обмотки ротора может быть и больше ($m \geq 5$).

Магнитная цепь возбудителя при номинальном режиме работы ненасыщена, воздушный зазор соответствует величине синхронного реактивного сопротивления возбудителя $x_{dv} = 1,5 \div 2$.

Синхронный возбудитель отличается небольшой мощностью управления ($4 \div 8\%$ от S_{BN}). Обмотку возбуждения его можно разделить на несколько частей, что дает определенные преимущества при регулировании возбуждения сразу по нескольким параметрам.

Асинхронный возбудитель представляет собой асинхронную машину с m -фазными обмотками на статоре и роторе, работающую в режиме преобразователя частоты со скольжением $s > 1$.

Известно, что при заданной мощности на выходе асинхронного преобразователя частоты активная мощность, подводимая к его статору, обратно пропорциональна скольжению. Это объясняет существующую тенденцию к увеличению номинального скольжения возбудителя. Однако при возрастании s увеличиваются габариты и вес асинхронного возбудителя, что нежелательно. Поэтому обычно скольжение выбирается в пределах $s = 1,3 \div 2,0$ [Л. 4 и 5].

Воздушный зазор с целью уменьшения намагничивающего тока принимается минимально возможным. Соответствующее значение реактивного сопротивления взаимной индукции АВ в относительных единицах лежит в пределах $x_{mv} = 1,5 \div 3,5$, причем боль-

приобретает асинхронная неустойчивость (3-я зона). Приемы расчета асинхронного самовозбуждения известны из литературы. Для этой цели можно использовать также уравнения (9) и (10). Полагая $x_d(\omega) = x_q(\omega) = x_r(\omega)$ и $R_d(\omega) = R_q(\omega) = R_r(\omega)$, что соответствует замене синхронной машины асинхронной с усредненными характеристиками, получаем:

$$\left. \begin{aligned} [x_1 + \omega_1 x_r(\omega)] [x_2 + \omega_2 x_r(\omega)] + [R_1 - \omega_1 R_r(\omega)] [R_2 + \omega_2 R_r(\omega)] &= 0, \\ [x_1 + \omega_1 x_r(\omega)] [R_2 + \omega_2 R_r(\omega)] - [x_2 + \omega_2 x_r(\omega)] [R_1 - \omega_1 R_r(\omega)] &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Можно показать, что система (20) разрешима только при выполнении следующих условий:

$$\left. \begin{aligned} x_2 + \omega_2 x_r(\omega) &= 0, \\ R_2 + \omega_2 R_r(\omega) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Условия (21) означают выполнение резонансных соотношений на частоте ω_2 в соответствующей эквивалентной статической схеме. Аналогичные соотношения приводятся в [Л. 1].

Литература

1. Венников В. А., Анисимова Н. Д., Долгинов А. И. и Федоров Д. А., Самовозбуждение и самораскачивание в электрических системах, изд-во «Высшая школа», 1964.
2. Малкин И. Г., Некоторые задачи теории нелинейных колебаний, Гостехиздат, 1956.

[12.9.1967]



шие значения соответствуют большей мощности и меньшему числу полюсов возбудителя.

Степень насыщения магнитной цепи так же, как и для синхронного возбудителя выбирается в зависимости от заданной перегрузочной способности синхронного двигателя k_m . При $k_m = 2 \div 2,5$ необходимо, чтобы насыщение магнитной цепи появлялось при напряжении на статоре асинхронного возбудителя, равном $1,6 \div 1,8 U_{2N}$. Это обеспечивает линейность регулировочной характеристики возбудителя на всем диапазоне возможного изменения нагрузки синхронного двигателя. Асинхронный возбудитель имеет меньшие, чем синхронный, габариты и вес [Л. 4], небольшую постоянную времени, но отличается большой мощностью управления ($S_y = 60 \div 80\% S_{BN}$).

Вращающийся полупроводниковый выпрямитель, выполненный из селеновых или кремниевых элементов, включен в цепь ротора между обмоткой ротора возбудителя и обмоткой возбуждения синхронного двигателя.

Полное отсутствие коммутации в цепи ротора бесконтактного синхронного двигателя при пуске и нормальной работе несколько усложняет процесс пуска, предъявляет дополнительные требования к характеристикам как самого двигателя, так и элементов системы возбуждения. Это объясняется прежде всего тем, что выпрямитель системы возбуждения требует специальной защиты от пробоя высоким напряжением, наводимым в обмотке возбуждения при пуске двигателя [2 и 3]. Такая защита обеспечивается либо с помощью кремниевых тиристорных (двигатели более 100 кВт), либо с помощью нелинейных полупроводниковых сопротивлений (двигатели до 100 кВт). Кроме того, эффективность использования обмотки возбуждения, замкнутой на выпрямитель, в процессе пуска существенно снижается. Эти особенности бесконтактных систем возбуждения необходимо учитывать при проектировании как системы возбуждения, так и самого двигателя.

Автоматическое регулирование возбуждения возбудителя (синхронного или асинхронного) по заданному закону в зависимости от нагрузки двигателя и величины питающего напряжения значительно повышает эффективность бесконтактных синхронных двигателей. Как указывалось выше, наиболее простыми и надежными схемами АРВ являются схемы фазового компаундирования. Рассмотрим особенности работы и характеристики бесконтактных систем возбуждения с фазовым компаундированием.

Бесконтактная система возбуждения с синхронным возбудителем. На рис. 1 показана одна из возможных схем компаундирования бесконтактного синхронного двигателя с синхронным возбудителем¹, которая работает следующим образом.

Начальный ток возбуждения возбудителя I_{y0} при холостом ходе двигателя создается трансформатором $ТН$, подключенным к зажимам двигателя. Величина этого тока настраивается изменением

¹ Рассмотрен синхронный возбудитель без демпферной обмотки.

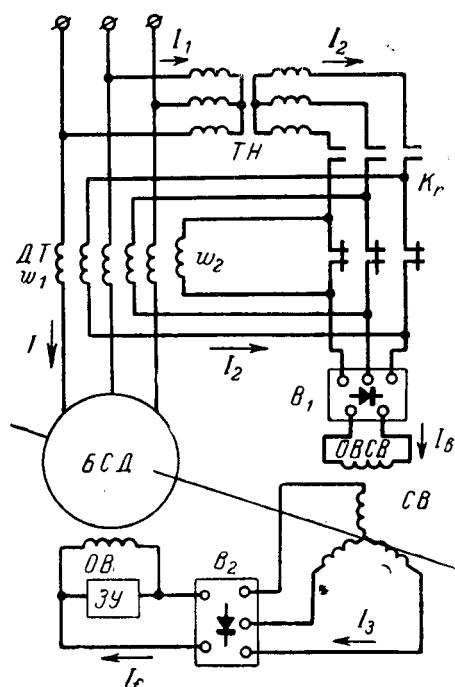


Рис. 1.

воздушного зазора дроссель-трансформатора $ДТ$.

Наличие трансформатора $ТН$ обязательно при большой разнице между напряжением сети и напряжением возбуждения возбудителя.

При нагрузке двигателя в основной цепи схемы компаундирования (вторичные обмотки трансформаторов — выпрямитель) появляется составляющая тока ΔI_2 , пропорциональная току статора двигателя I . Эта составляющая геометрически суммируется с начальным током схемы I_{20} . Угол суммирования зависит как от фазировки при включении обмоток $ТН$, так и от фазы тока двигателя.

Резльтирующий ток схемы и ток возбуждения возбудителя

$$I_2 = I_{20} + \Delta I_2; \quad (1)$$

$$I_B = k_{IB} I_2. \quad (2)$$

При ненасыщенной магнитной системе синхронного возбудителя ток возбуждения двигателя

$$I_f = k_{IF} I_3 \equiv I_2. \quad (3)$$

На рис. 2, а и б представлена схема замещения системы возбуждения, состоящая из двух частей, электрически не связанных между собой.

Первая часть схемы (рис. 2, а) может быть легко составлена, если известны параметры элементов схемы управления: $r'_{1\pi}, r_{2\pi}, x'_{1\pi}, x_{2\pi}, x_{m\pi}$ — активные и реактивные сопротивления обмоток и контура намагничивания $ТН$; $r'_{1\tau}, r_{2\tau}, x_{m\tau}$ — активные сопротивления обмоток и реактивное сопротивление контура намагничивания $ДТ$, $r_{эв}, x_{эв}$ — эквивалентные сопротивления фазы выпрямителя $В_1$, питающего обмотку возбуждения возбудителя. Потери в стали обоих трансформаторов и рассеяние обмоток $ДТ$ не учитываются. Все параметры приведены ко вторичной цепи $ТН$ и $ДТ$.

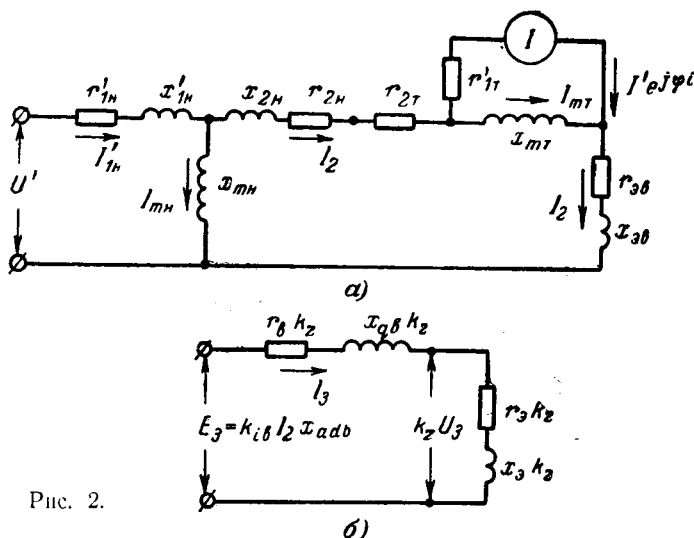


Рис. 2.

Для нахождения тока I_2 без учета тока холостого хода TH ($I_{mH}=0$) определим его составляющие:

$$I_{20} = \frac{U'}{R_{20} + jX_{20}} = \frac{U'}{Z_{20}}, \quad (4)$$

где $U' = U_c \frac{k_{\omega_{2H}}}{\omega_{1H}}$ (U_c — фазное напряжение сети);

$$R_{20} = r_{KH} + r_{2T} + r_{\partial B};$$

$$X_{20} = x_{KH} + x_{mT} + x_{\partial B};$$

$$r_{KH} = r'_{1H} + r_{2H};$$

$$x_{KH} = x'_{1H} + x_{2H};$$

$$\Delta I_2 = \frac{I' \dot{Z}_{\partial K}}{R_{20} + j(x_{KH} + x_{\partial B})} = \frac{jI' x_{mT}}{Z_{20}}, \quad (5)$$

где

$$\dot{Z}_{\partial K} = \frac{(R_{20} + jx_{KH} + jx_{\partial B}) jx_{mT}}{R_{20} + j(x_{KH} + x_{mT} + x_{\partial B})}. \quad (6)$$

Учитывая фазу φ_i тока I' , получим:

$$I_2 = \frac{U'}{Z_{20}} + j \frac{I' x_{mT}}{Z_{20}} e^{j\varphi_i} = \left[\frac{U'}{Z_{20}} + \frac{I' x_{mT}}{Z_{20}} e^{j\varphi_k} \right] e^{-j\varphi_{20}}. \quad (7)$$

При включении обмотки ω_1 ДТ на опережающую фазу сети $\varphi_i = -\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right)$, $\varphi_K = \frac{\pi}{2} + \varphi_i = 30^\circ + \varphi$ и $\varphi_{20} = \arctg \frac{X_{20}}{R_{20}}$. Опуская общий аргумент φ_{20} и переходя к вещественной форме записи, получаем уравнение характеристики компаундирования синхронного возбудителя

$$I_2 = \frac{1}{Z_{20}} \sqrt{(U' + I' x_{mT} \cos \varphi_K)^2 + (I' x_{mT} \sin \varphi_K)^2}, \quad (8)$$

где

$$Z_{20} = \sqrt{(r_{KH} + r_{2T} + r_{\partial B})^2 + (x_{KH} + x_{mT} + x_{\partial B})^2}.$$

Параметры цепи ротора синхронного возбудителя (рис. 2, б): r_B , x_{dB} , x_{qB} — активное сопротивление ротора и индуктивные сопротивления возбудителя по осям d и q . z_B , r_B , x_B — полное, активное и индуктивное эквивалентные сопротивления фазы вращающегося выпрямителя, включенного на обмотку двигателя.

Сопротивление z_B в значительной степени определяется коэффициентом связи k_i и k_v между тока-

ми и напряжениями на входе и выходе выпрямителя:

$$k_i = \frac{I_f}{I_s}; \quad k_v = \frac{U_f}{U_s};$$

$$z_B = \frac{U_s}{I_s} = \frac{k_i}{k_v} r_f; \quad r_B = z_B \cos \varphi_B; \quad x_B = z_B \sin \varphi_B. \quad (9)$$

Для трехфазной мостовой схемы в зависимости от величины предвключенного индуктивного сопротивления x_a , влияющего на угол коммутации выпрямителя [Л. 6] $k_i = 1,23 \div 1,34$; $k_v = 2,34 \div 1,0$ (первые значения для $x_a = 0$).

Для выпрямителя B_2 по данным экспериментального исследования системы с синхронным возбудителем можно принять:

$$k_i = 1,28 \div 1,3; \quad k_v = 2 \div 1,8; \quad \cos \varphi_B = 0,95 \div 0,97.$$

Параметры $r_{\partial B}$ и $x_{\partial B}$ выпрямителя B_1 схемы компаундирования определяются аналогично

$$(k_{iB} = 1,32 \div 1,34; \quad k_{vB} = 1,8 \div 1,5).$$

Из диаграммы рис. 3 определяется э. д. с. ротора возбудителя:

$$E_s = OB + BE = I_s Z_c + I_d (x_{dB} - x_{qB}). \quad (10)$$

Подставляя в (10) значение

$$I_d = I_s \sin(\theta + \varphi_B) = I_s \frac{X_c}{Z_c},$$

получим:

$$E_s = I_s Z_c \left[1 + \frac{X_c}{Z_c^2} (x_{dB} - x_{qB}) \right] = I_s Z_c k_z, \quad (11)$$

где

$$Z_c = \sqrt{R_c^2 + X_c^2} = \sqrt{(r_d + r_B)^2 + (x_d + x_{qB})^2}, \quad (12)$$

$$k_z = 1 + \frac{X_c}{Z_c^2} (x_{dB} - x_{qB}) = \frac{R_c^2 + (x_d + \sqrt{x_{dB} x_{qB}})^2}{R_c^2 + (x_B + x_{qB})^2} = \frac{Z_{\Delta}^2}{Z_c^2}. \quad (13)$$

Используя (2), (3), (8) и (11), найдем уравнение выходной характеристики $I_{fc} = f(I)$ бесконтактной

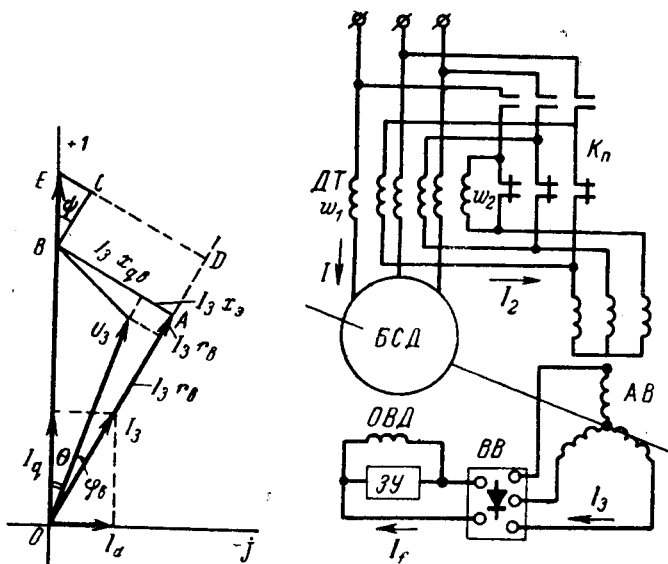


Рис. 3.

Рис. 4.

системы возбуждения с синхронным возбудителем и схемой АРВ

$$I_{fc} = \frac{k_k k_{iB} X_{adB}}{k_z Z_c Z_{20}} \sqrt{(U' + I' x_{mT} \cos \varphi_k)^2 + (I' x_{mT} \sin \varphi_k)^2} = \\ = \sqrt{(I_{f0} + \Delta I_f \cos \varphi_k^2) + (\Delta I_f \sin \varphi_k)^2}. \quad (14)$$

Бесконтактная система возбуждения с асинхронным возбудителем. На рис. 4 показана одна из наиболее эффективных схем фазового компаундирования асинхронного возбудителя с помощью дроссель-трансформатора².

Дроссель-трансформатор с воздушным зазором имеет основную обмотку ω_2 и токовую ω_1 . Обмотка ω_2 в зависимости от требуемого закона регулирования может быть включена либо на ту же фазу, либо на отстающую фазу сети (как показано на рис. 4).

Схема работает следующим образом. При холостом ходе двигателя (при $I \approx 0$) начальный ток статора возбудителя I_{20} определяется суммарным сопротивлением основной цепи системы возбуждения (обмотка ω_2 ДТ — статор возбудителя) и устанавливается с помощью воздушного зазора ДТ.

С ростом тока I в обмотке ω_1 дроссель-трансформатор, работая в режиме трансформатора тока, вносит в цепь статора возбудителя дополнительную составляющую ΔI_2 , пропорциональную току двигателя $I' = I \frac{\omega_1}{\omega_2}$. В результате ток статора возбудителя равен:

$$I_2 = I_{20} + \Delta I_2.$$

Ток возбуждения двигателя I_f при ненасыщенной магнитной системе возбудителя практически жестко связан с током I_2 и, таким образом, повторяет закон его изменения в функции тока двигателя.

Благодаря наличию дроссель-трансформатора схема АРВ обладает рядом существенных преимуществ по сравнению с другими схемами фазового компаундирования: она проста и надежна в работе, имеет высокие регулирующие свойства.

Отрицательное активное сопротивление $r_{эК}$, вносимое схемой в цепь статора синхронного двигателя, способствует высокой устойчивости его работы при значительных перегрузках и перевозбуждении [Л. 2]. Для двигателей 20 ÷ 500 кВт $r_{эК} = 1,5 \div 0,5\%$.

Схема замещения системы возбуждения показана на рис. 5. Параметры схемы, приведенные к статору возбудителя:

r'_{1T}, r_{2T} — активные сопротивления обмоток ДТ (реактивные сопротивления рассеяния ДТ при концентрическом расположении обмоток ω_1 и ω_2 : $x'_{1T} \approx x_{2T} \approx 0$); $r_{2B}, x_{2B}, r'_{3B}, x'_{3B}$ — активные и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток статора и ротора возбудителя; $r_{mT}, x_{mT}, r_{mB}, x_{mB}$ — параметры намагничивающего контура ДТ и возбудителя; r'_3, x'_3 — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления фазы выпрямителя ВВ.

² Эта схема применима и для высоковольтных двигателей при питании обмотки ω_2 ДТ от сети низкого напряжения ($U \leq 660$ в).

Значения k_i, k_v и $\cos \varphi_B$ с достаточной точностью можно принять: $k_i = 1,3 \div 1,32$; $k_v = 1,9 \div 1,7$; $\cos \varphi_B = 0,95 \div 0,97$.

Мощность на зажимах сопротивления $\frac{r'_e}{s}$ схемы представляет собой часть мощности возбуждения (с учетом потерь в выпрямителе), подводимой электромагнитным путем со статора возбудителя. Остальная часть полезной мощности возбудителя подводится со стороны вала.

Из эквивалентной схемы рис. 5 найдем зависимость тока ротора возбудителя от тока статора двигателя и его фазы.

Ток статора асинхронного возбудителя

$$I_2 = I_{20} + \Delta I_2 = \frac{U}{Z_{20}} + \frac{I' Z_{mT}}{Z_{20}} e^{j\varphi_k}, \quad (15)$$

где

$$Z_{20} = Z_{mT} + Z_{2T} + Z_{2B} + Z_{3K} = R_{20} + jX_{20}; \quad (16)$$

$$Z_{mT} = r_{mT} + jx_{mT}; \quad Z_{2T} = r_{2T}; \quad Z_{mB} = r_{mB} + jx_{mB};$$

$$Z_{2B} = r_{2B} + jx_{2B}; \quad Z'_{3B} = \frac{r'_B}{s} + jx'_{3B};$$

$$Z_{3K} = \frac{Z_{mB} (Z'_{3B} + Z'_3)}{Z_{mB} + Z'_{3B} + Z'_3}; \quad Z'_3 = \frac{r'_B}{s} + jx'_3.$$

Э. д. с. и ток ротора возбудителя:

$$E'_3 = \frac{I_2 Z_{mB}}{Z'_{3B} + Z'_3} = \frac{I_2 Z_{mB}}{Z_{3C}},$$

$$E'_3 = E_2 = I_2 Z_{3K}.$$

Подставляя значение тока I_2 и выражая комплексы сопротивлений через модули и соответствующие аргументы, получаем уравнение характеристики регулирования системы возбуждения в комплексной форме:

$$I'_3 = \left[\frac{U Z_{mB}}{Z_{20} Z_{3C}} + \frac{I' Z_{mT} Z_{mB}}{Z_{20} Z_{3C}} e^{j\varphi_k} \right] e^{-j(\varphi_{20} + \varphi_{3C} - \varphi_{mB})}, \quad (17)$$

где

$$\varphi_{20} = \arctg \frac{X_{20}}{R_{20}}; \quad \varphi_{mB} = \arctg \frac{x_{mB}}{r_{mB}};$$

$$\varphi_{3C} = \arctg \frac{X_{3C}}{R_{3C}}; \quad \varphi_{mT} = \arctg \frac{x_{mT}}{r_{mT}}.$$

Фаза компаундирования

$$\varphi_K = \varphi_i + \varphi_{mT}.$$

При включении обмоток ω_1 и ω_2 ДТ на одну и ту же фазу $\varphi_K = \varphi_{mT} + \varphi$; при включении обмотки ω_1 на опережающую фазу с изменением полярности

$$\varphi_K = \varphi_{mT} + \varphi - \frac{\pi}{3}.$$

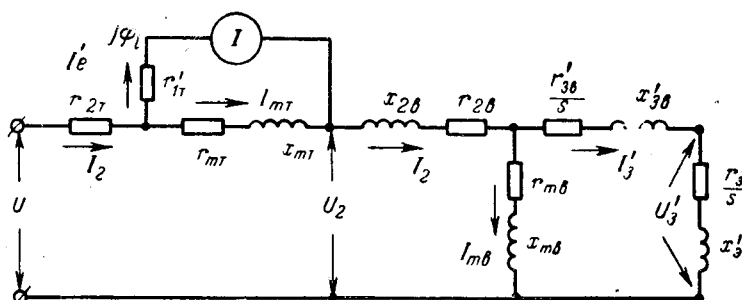


Рис. 5.

Ток возбуждения синхронного двигателя

$$I_{fc} = k_i I_3 = k_i k_{AB} I'_3,$$

где $k_{AB} = \frac{\omega_2 k_{w2}}{\omega_3 k_{w3}}$ — коэффициент трансформации асинхронного возбудителя.

Опуская в (17) общий аргумент для составляющих тока I_3 и переходя к вещественной форме записи, получаем уравнение выходной характеристики $I_{fc} = f(I)$ бесконтактной системы возбуждения с асинхронным возбудителем и дроссель-трансформатором

$$I_{fc} = \frac{k_i k_{AB} z_{m.в}}{Z_{20} Z_{3c}} \sqrt{(U + I' z_{mт} \cos \varphi_K)^2 + (I' z_{mт} \sin \varphi_K)^2} = \sqrt{(I_{f0} + \Delta I_f \cos \varphi_K)^2 + (\Delta I_f \sin \varphi_K)^2}. \quad (18)$$

Изменяя параметры и коэффициенты трансформации ДТ и ТН, можно в широких пределах менять коэффициент компаундирования системы возбуждения, настраивая ее на заданный закон регулирования возбуждения синхронного двигателя.

Литература

1. Москвитин А. И., Ковальков Г. А. и Лутидзе Ш. И., Бесщеточное возбуждение синхронных машин, Изд-во ВНИИЭМ, М., 1964.
2. Лищенко А. И., Новые системы возбуждения бесконтактных синхронных двигателей, Сборник докладов 2-й Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, Рига, 1963.
3. Глебов И. А. и Логинов С. И., Бесконтактные синхронные двигатели с вращающимися полупроводниковыми выпрямителями, Сборник «Электрические машины», изд-во «Наука», 1965.
4. Лищенко А. И. и Галиновский А. М., Сравнительное исследование синхронных и асинхронных возбудителей бесконтактных синхронных двигателей различной мощности, Сборник докладов 3-й Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, Рига, 1966.
5. Лищенко А. И. и Галиновский А. М., Исследование весогабаритных показателей асинхронных возбудителей бесконтактных синхронных двигателей, «Горный журнал», 1968, № 3.
6. Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, ч. I, Госэнергоиздат, 1956.

[1.11.1967]



УДК 621.313.333.1.025.1:621.319.4

К расчету однофазного конденсаторного двигателя

Доктор техн. наук Б. М. ПЛЮЩ и канд. техн. наук Д. И. РЕЙФМАН

Азербайджанский институт нефти и химии им. М. Азизбекова

Схема включения трехфазного двигателя на однофазную сеть при последовательно-параллельном соединении обмоток в уравновешенном режиме дает возможность полностью использовать габариты двигателя за счет устранения токов нулевой последовательности [Л. 1 и 2]. Отсутствие токов нулевой последовательности способствует также получению благоприятной моментной характеристики: в ней отсутствует провал от третьей пространственной гармоники н. с., свойственный схемам однофазных конденсаторных двигателей с двухфазной параллельно включенной обмоткой и сильно затрудняющий, а иногда делающий невозможным разгон двигателя [Л. 3—5].

Уравновешенный режим при применении схемы последовательно-параллельного включения и чистой емкости в качестве фазосдвигающего элемента может иметь место при $\cos \varphi = 0,866$.

Теоретическое исследование указанной схемы проведено в [Л. 2].

Выражения для напряжений нулевой, прямой и обратной последовательности имеют следующий вид [Л. 2]:

$$\dot{U}_0 = j \frac{\dot{U}_n}{\sqrt{3}} \frac{(2Y_A - Y_B)(a^2 Y_2 - a Y_1)}{3Y_0(Y_1 + Y_2) + (3Y_B + 4Y_0 + Y_1 + \dots \rightarrow + Y_2)Y_A + (Y_1 + Y_2 + Y_0)Y_B}, \quad (1)$$

$$\dot{U}_1 = j \frac{\dot{U}_n}{\sqrt{3}} \frac{aY_0(4Y_A + Y_B) + Y_2(Y_A + Y_B) + \dots \rightarrow + 3Y_0Y_2 - 3aY_A Y_B}{3Y_0(Y_1 + Y_2) + (3Y_B + 4Y_0 + Y_1 + \dots \rightarrow + Y_2)Y_A + (Y_1 + Y_2 + Y_0)Y_B}; \quad (2)$$

$$\dot{U}_2 = j \frac{\dot{U}_n}{\sqrt{3}} \frac{a^2 Y_0(4Y_A + Y_B) - Y_1(Y_A + Y_B) - \dots \rightarrow - 3Y_0Y_1 + 3a^2 Y_A Y_B}{3Y_0(Y_1 + Y_2) + (3Y_B + 4Y_0 + Y_1 + \dots \rightarrow + Y_2)Y_A + (Y_1 + Y_2 + Y_0)Y_B}. \quad (3)$$

В выражениях (1) — (3) Y_0 , Y_1 и Y_2 — проводимости исходного трехфазного двигателя соответственно для токов нулевой, прямой и обратной последовательности, а Y_A и Y_B — проводимости фазосдвигающих элементов в фазах А и В.

Наибольший интерес представляет случай, когда проводимость параллельно включенного фазосдвигающего элемента вдвое больше проводимости фазосдвигающего элемента, включенного последовательно, т. е. когда

$$Y_B = 2Y_A, \quad (4)$$

что соответствует равенству нулю напряжения и тока нулевой последовательности.

Подставив (4) в (1) — (3), получаем после преобразований:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_0 &= 0; \\ \dot{U}_1 &= j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{Y_2 - 2aY_A}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}; \\ \dot{U}_2 &= j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{2a^2Y_A - Y_1}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Напряжения фаз:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{U}_0 + \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{2\sqrt{3}Y_A - j(Y_1 - Y_2)}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}; \\ \dot{U}_B &= \dot{U}_0 + a^2\dot{U}_1 + a\dot{U}_2 = \\ &= -j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{aY_1 - a^2Y_2}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}; \\ \dot{U}_C &= \dot{U}_0 + a\dot{U}_1 + a^2\dot{U}_2 = \\ &= -\frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{2\sqrt{3}Y_A + j(a^2Y_1 - aY_2)}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Напряжение на конденсаторе фазы А

$$\dot{U}_{CA} = \dot{U}_\pi - \dot{U}_A = \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{\sqrt{3}(Y_1 + Y_2) + j(Y_1 - Y_2)}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}. \quad (7)$$

Симметричные составляющие токов

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{U}_1 Y_1 = j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{Y_1(Y_2 - 2aY_A)}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}; \\ \dot{I}_2 &= \dot{U}_2 Y_2 = j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{Y_2(2a^2Y_A - Y_1)}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Токи фаз

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{2Y_A(a^2Y_2 - aY_1)}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}; \\ \dot{I}_B &= a^2\dot{I}_1 + a\dot{I}_2 = -j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{2Y_A(Y_1 - Y_2) + j\sqrt{3}Y_1Y_2}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}; \\ \dot{I}_C &= a\dot{I}_1 + a^2\dot{I}_2 = -j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{2Y_A(a^2Y_1 - aY_2) - j\sqrt{3}Y_1Y_2}{Y_1 + Y_2 + 2Y_A}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

На рис. 1 изображена векторная диаграмма напряжений и токов двигателя в случае уравновешенного режима при чисто емкостном фазосдвигающем сопротивлении, т. е. когда внутренний коэффициент мощности двигателя $\cos \varphi = 0,866$.

Отношение начального пускового момента двигателя в однофазном режиме к начальному пусковому моменту в трехфазном режиме

$$\mu_{\pi} = \frac{M_{\pi(1)}}{M_{\pi'(3)}} = |\bar{U}_{1\kappa}|^2 - |\bar{U}_{2\kappa}|^2, \quad (10)$$

где $|\bar{U}_{1\kappa}|$ и $|\bar{U}_{2\kappa}|$ — модули относительных значений напряжений прямой и обратной последовательности в начальный момент пуска двигателя.

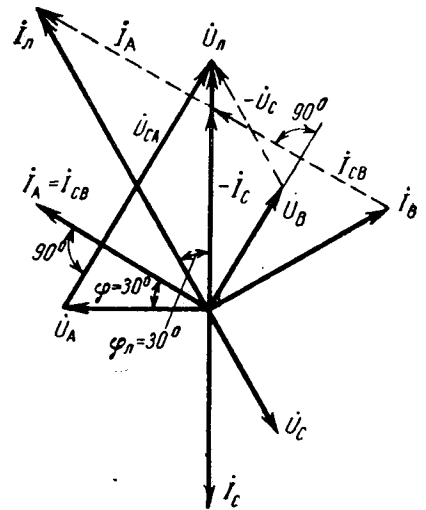


Рис. 1. Векторная диаграмма напряжений и токов однофазного конденсаторного двигателя с последовательно-параллельным включением обмоток в уравновешенном режиме.

При включении двигателя

$$Y_1 = Y_2 = Y_\kappa,$$

поэтому согласно (5)

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{1\kappa} &= j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{Y_\kappa - 2aY_A}{2(Y_\kappa + Y_A)}; \\ \dot{U}_{2\kappa} &= j \frac{\dot{U}_\pi}{\sqrt{3}} \frac{2a^2Y_A - Y_\kappa}{2(Y_\kappa + Y_A)}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Здесь Y_κ — проводимость короткого замыкания исходного трехфазного двигателя.

Имея в виду, что $Y_\kappa = y_\kappa e^{-j\varphi_\kappa}$ и $Y_A = y_A e^{-j\varphi_A}$,

и обозначая $\frac{y_A}{y_\kappa} = \bar{y}_A$, получим:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_{1\kappa} &= j \frac{Y_\kappa - 2aY_A}{2(Y_\kappa + Y_A)} = j \frac{1 - 2a\bar{y}_A e^{j(\varphi_\kappa - \varphi_A)}}{2[1 + \bar{y}_A e^{j(\varphi_\kappa - \varphi_A)}]} = j \frac{\dot{C}}{\dot{D}}; \\ \bar{U}_{2\kappa} &= j \frac{2a^2Y_A - Y_\kappa}{2(Y_\kappa + Y_A)} = j \frac{2a^2\bar{y}_A e^{j(\varphi_\kappa - \varphi_A)} - 1}{2[1 + \bar{y}_A e^{j(\varphi_\kappa - \varphi_A)}]} = j \frac{\dot{F}}{\dot{D}}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Здесь

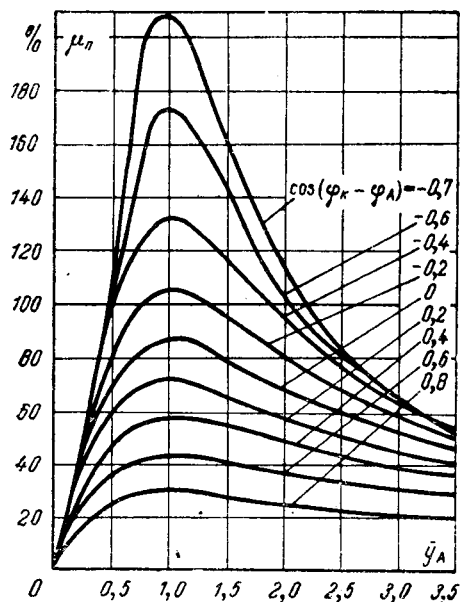
$$\left. \begin{aligned} \dot{C} &= 1 - 2a\bar{y}_A e^{j(\varphi_\kappa - \varphi_A)}; \\ \dot{D} &= 2[1 + \bar{y}_A e^{j(\varphi_\kappa - \varphi_A)}]; \\ \dot{F} &= 2a^2\bar{y}_A e^{j(\varphi_\kappa - \varphi_A)} - 1. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

С учетом (12) имеем:

$$\left. \begin{aligned} |\bar{U}_{1\kappa}|^2 &= \frac{|\dot{C}|^2}{|\dot{D}|^2}; \\ |\bar{U}_{2\kappa}|^2 &= \frac{|\dot{F}|^2}{|\dot{D}|^2}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Подставив $|\bar{U}_{1\kappa}|^2$ и $|\bar{U}_{2\kappa}|^2$ из (14) в (10), получим:

$$\mu_{\pi} = \frac{|\dot{C}|^2 - |\dot{F}|^2}{|\dot{D}|^2}. \quad (15)$$

Рис. 2. Зависимость μ_p от γ_A при различных значениях $\cos(\varphi_k - \varphi_A)$.

Из (13) находим квадраты модулей комплексов $\dot{C}$, $\dot{F}$ и $\dot{D}$:

$$\begin{aligned}\dot{C} &= 1 - 2a\bar{y}_A e^{j(\varphi_k - \varphi_A)} = 1 - 2\bar{y}_A e^{j(120^\circ + \varphi_k - \varphi_A)} = \\ &= 1 - 2\bar{y}_A \sin(30^\circ + \varphi_k - \varphi_A) - j2\bar{y}_A \cos(30^\circ + \varphi_k - \varphi_A); \\ |C|^2 &= 1 + 4\bar{y}_A \sin(30^\circ + \varphi_k - \varphi_A) + 4\bar{y}_A^2; \quad (16) \\ \dot{F} &= 2a^2\bar{y}_A e^{j(\varphi_k - \varphi_A)} - 1 = 2\bar{y}_A e^{j(240^\circ + \varphi_k - \varphi_A)} - 1 = \\ &= 2\bar{y}_A \sin(-30^\circ + \varphi_k - \varphi_A) - \\ &\quad - j2\bar{y}_A \cos(-30^\circ + \varphi_k - \varphi_A) - 1; \\ |\dot{F}|^2 &= 4\bar{y}_A^2 - 4\bar{y}_A \sin(-30^\circ + \varphi_k - \varphi_A) + 1; \quad (17)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{D} &= 2[1 + \bar{y}_A e^{j(\varphi_k - \varphi_A)}] = 2[1 + \bar{y}_A \cos(\varphi_k - \varphi_A) + \\ &\quad + j\bar{y}_A \sin(\varphi_k - \varphi_A)]; \\ |\dot{D}|^2 &= 4[\bar{y}_A^2 + 2\bar{y}_A \cos(\varphi_k - \varphi_A) + 1]. \quad (18)\end{aligned}$$

Подставляем в (15) выражения (16)–(18) и после преобразований получаем:

$$\mu_p = \frac{\sqrt{3} \bar{y}_A \sin(\varphi_k - \varphi_A)}{1 + 2\bar{y}_A \cos(\varphi_k - \varphi_A) + \bar{y}_A^2}. \quad (19)$$

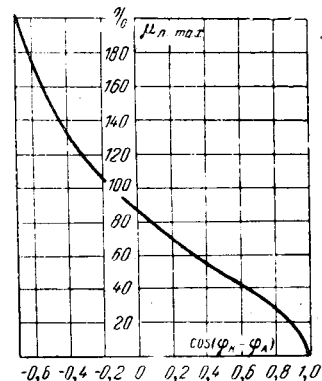
Пользуясь выражением (19), можно определить отношение пускового момента однофазного двигателя к пусковому моменту трехфазного двигателя при любом типе фазосдвигающих сопротивлений.

При чисто емкостном фазосдвигающем сопротивлении ($\varphi_A = \varphi_B = -\frac{\pi}{2}$) выражение (19) принимает вид:

$$\mu_p = \frac{\sqrt{3} \bar{y}_A \cos \varphi_k}{1 - 2\bar{y}_A \sin \varphi_k + \bar{y}_A^2}. \quad (20)$$

Из (19) можно сделать вывод, что для рассматриваемого случая, когда в двигателе отсутствуют токи и напряжения нулевой последовательности пусковой момент не зависит от проводимости нулевой последовательности.

Используя (19), определим относительную величину проводимости фазосдвигающего элемента в фазе А, при котором пусковой момент максима-

Рис. 3. Зависимость $\mu_{p \max}$ от $\cos(\varphi_k - \varphi_A)$.

лен. Приравнявая нулю производную $\frac{d\mu_p}{d\gamma_A}$, находим, что независимо от фазного угла проводимости фазосдвигающего элемента пусковой момент будет максимален при равенстве (по модулю) проводимости фазосдвигающего элемента в фазе А проводимости короткого замыкания исходного трехфазного двигателя, т. е. при $\bar{y}_A = 1$. При этом

$$\mu_{p \max} = \frac{\sqrt{3} \sin(\varphi_k - \varphi_A)}{2[1 + \cos(\varphi_k - \varphi_A)]}. \quad (21)$$

На рис. 2 графически изображены зависимости $\mu_p = f(\gamma_A)$ согласно (19) при разных значениях $(\varphi_k - \varphi_A)$, из которых также видно, что независимо от значения $(\varphi_k - \varphi_A)$ наибольшая величина пускового момента имеет место при $\bar{y}_A = 1$.

Исследуя выражение (21) на максимум по аргументу $(\varphi_k - \varphi_A)$, находим, что $\mu_{p \max \max}$ будет при $\cos(\varphi_k - \varphi_A) = -1$ и $\varphi_k - \varphi_A = \pi$, чему соответствует $\mu_{p \max \max} = \infty$. Однако наибольшая реально возможная разность фазных углов, которая имеет место при чисто емкостном фазосдвигающем элементе ($\varphi_A = -\frac{\pi}{2}$), меньше π ($\varphi_k - \varphi_A < \pi$) и поэтому $\mu_{p \max \max} < \infty$.

На рис. 3 изображена зависимость $\mu_{p \max}$ от $\cos(\varphi_k - \varphi_A)$ согласно (21) при $\varphi_k = -\frac{\pi}{4}$. При чисто емкостном фазосдвигающем элементе $\varphi_k - \varphi_A = \frac{3}{4}\pi$, $\cos(\varphi_k - \varphi_A) = -0,707$ и $\mu_{p \max \max} \approx 2,1$.

Таким образом, пусковой момент двигателя с $\varphi_k = 45^\circ$ при однофазном включении и использовании чистой емкости в качестве фазосдвигающих элементов может более чем в 2 раза превышать пусковой момент двигателя при трехфазном включении.

В общем случае наибольшая величина μ_p в выражении (19) будет при

$$\cos(\varphi_k - \varphi_A) = -\frac{2\bar{y}_A}{1 + \bar{y}_A^2}; \quad (22)$$

$$\mu_{p \max} = \frac{\sqrt{3} \bar{y}_A}{1 - \bar{y}_A^2}. \quad (23)$$

Пользуясь выражением (22), можно определить предельные значения $\bar{y}_A$, при которых наибольший пусковой момент при данном φ_k будет иметь место при чисто емкостных или активно емкостных фазосдвигающих элементах.

В качестве примера рассмотрим случай, когда у исходного трехфазного двигателя

$$\varphi_k = \frac{\pi}{4}.$$

При $\varphi_A = -\frac{\pi}{2}$ (чисто емкостный фазосдвигающий элемент)

$$\cos(\varphi_k - \varphi_A) = -0,707;$$

при $0 > \varphi_A > -\frac{\pi}{2}$ (активно-емкостный фазосдвигающий элемент) $|\cos(\varphi_k - \varphi_A)| < 0,707$.

Поэтому при $\frac{2\bar{y}_A}{1 + \bar{y}_A^2} \geq 0,707$ или $2,415 > \bar{y}_A > 0,415$ наибольший пусковой момент будет соответствовать чисто емкостным, а при $\frac{2\bar{y}_A}{1 + \bar{y}_A^2} < 0,707$ или $\bar{y}_A > 2,415$, либо $\bar{y}_A < 0,415$ — активно-емкостным фазосдвигающим элементам.

Выводы. 1. Формулы (5)—(9) и (19) позволяют легко рассчитать токи, напряжения и пусковой момент в однофазном двигателе с последовательно параллельным включением обмоток при любом ти-

пе фазосдвигающих элементов для случая, когда проводимость параллельно включенного элемента вдвое больше проводимости последовательно включенного элемента.

2. Токи, напряжения и пусковой момент для рассматриваемого случая не зависят от проводимости нулевой последовательности исходного трехфазного двигателя.

3. Максимально возможное отношение пускового момента однофазного двигателя к пусковому моменту исходного трехфазного двигателя, соответствующее использованию чистой емкости в качестве фазосдвигающего элемента, тем больше, чем меньше коэффициент мощности исходного трехфазного двигателя в режиме короткого замыкания.

Литература

1. Шеляков М. Н., Шеляков Р. М. и Шеляков А. М., Способ включения трехфазных двигателей на однофазную сеть, Авторское свидетельство № 114763, 1958, Бюллетень изобретений, 1958, № 8.
2. Адаменко А. И., Однофазные конденсаторные двигатели, Изд-во АН УССР, Киев, 1960.
3. Чечет Ю. С., Влияние третьей пространственной гармоники магнитного потока на пусковые свойства трехфазного асинхронного двигателя, работающего от однофазной сети, «Электричество», 1950, № 3.
4. Камень И. М., Определение пусковых характеристик однофазных асинхронных двигателей с пусковой обмоткой, «Электричество», 1952, № 8.
5. Jordan H., Lax F., Über den Anlauf von Einphasen-Asynchronmotoren, AEG Mitteilungen, 45 (1955), 11/12.

[14.11.1967]



УДК 621.313.333:62-5

Улучшение регулировочных и динамических свойств асинхронных двигателей при тиристорном управлении

Доктор техн. наук, проф. В. А. ШУБЕНКО, канд. техн. наук, доц. И. Я. БРАСЛАВСКИЙ
и инж. Н. Д. ЯСЕНЕВ

Уральский ордена Трудового Красного Знамени
политехнический институт им. С. М. Кирова

С появлением тиристорov возникли новые возможности дальнейшего совершенствования управляемых и регулируемых электроприводов переменного тока, к которым предъявляются все возрастающие требования по быстродействию, надежности, точности и стабильности отработки командных воздействий.

Одним из направлений использования тиристорov для управления асинхронными двигателями является применение их в качестве быстродействующих бесконтактных переключателей (безынерционных контакторов). В этом случае при довольно простой схеме главных цепей, небольшом количестве тиристорov и несложных схемах управления ими, благодаря практической безынерционности и стабильности срабатывания тиристорov, возможно получение различных пуско-тормозных и регулировочных режимов, которые нельзя получить с по-

мощью коммутирующих аппаратов другого типа [Л. 1].

Дальнейшее расширение управляемости асинхронного двигателя может быть достигнуто при применении фазового управления тиристорами, включенными в его статорные цепи. В этом случае тиристоры используются как регуляторы напряжения, подводимого к двигателю, что позволяет получить целую гамму регулировочных характеристик, вести параметрическое регулирование скорости асинхронного двигателя и формировать переходные процессы, ограничивая или полностью устраняя ударные переходные моменты. Решение этих проблем обеспечит дальнейшее расширение области применения асинхронных двигателей, преимущества которых общеизвестны.

Задача формирования переходных пуско-тормозных режимов должна решаться так, чтобы при

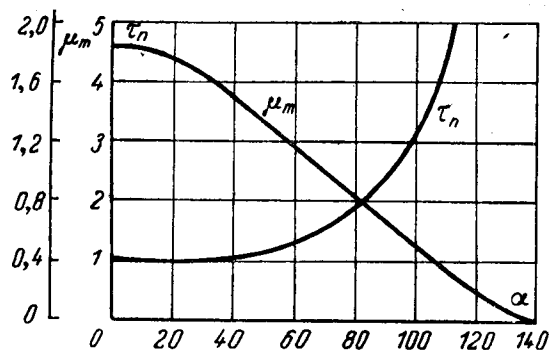


Рис. 1. Графики $\tau_n=f(\alpha)$ и $\mu_m=f(\alpha)$ для двигателя МТК-11-6.

уменьшении до необходимой величины ударных динамических моментов практически не снижать быстродействия электропривода. Очевидно, эта задача имеет неоднозначное решение. Можно назвать два способа формирования пусковых диаграмм асинхронных двигателей: осуществление пусковых режимов с различными углами открытия тиристоров α (но неизменными в течение переходного процесса) и изменение в переходном режиме угла открытия тиристоров по определенному временному закону.

При использовании первого способа для каждого электропривода может быть найден такой угол α , при котором значительно ограничены максимумы переходного момента без существенного увеличения времени переходных процессов. На рис. 1 показаны зависимости $\tau_n=f(\alpha)$ и $\mu_m=f(\alpha)$ для двигателя МТК-11-6, обмотки статора которого соединены в звезду с нулевым проводом и питаются напряжением 380 в. Здесь $\tau_n=t_{п.т}/t_{п.к}$ — отношение времени тиристорного пуска $t_{п.т}$ к времени контакторного пуска $t_{п.к}$; $\mu_m=M_{мт}/M_k$ — максимальное значение динамического момента при тиристорном пуске $M_{мт}$, отнесенное к критическому моменту двигателя M_k .

Отметим, что при контакторном управлении этим двигателем $t_{п.к}=0,11$ сек, а $\mu_m=1,6$. Из графиков видно, что для двигателя МТК-11-6 рациональный угол открытия α , не изменяющийся в процессе пуска, должен составлять 60—70°. Этот способ огра-

ничения динамических моментов прост по реализации, но для определения оптимального α для различных типов двигателей требуются предварительные исследования.

Задача ограничения ударных переходных моментов асинхронного двигателя и формирования желаемого вида переходного процесса может быть решена и путем изменения во времени по определенному закону напряжения, приложенного к статору двигателя в пускотормозных режимах. Это может быть достигнуто за счет изменения с заданным темпом угла отпирания тиристоров.

С другой стороны, используя фазовое управление тиристорами, можно получить ряд регулировочных характеристик за счет изменения угла подачи отпирющих импульсов в процессе регулирования. Если изменение угла подачи отпирющих импульсов поставить в зависимость от скорости асинхронного двигателя (замкнуть систему обратной связью по скорости), то можно плавно регулировать скорость двигателя в широком диапазоне при получении достаточно жестких регулировочных механических характеристик [Л. 1].

Таким образом, устройство управления тиристорами должно обладать рядом свойств, обеспечивающих улучшение управляемости асинхронных двигателей. Во-первых, это устройство должно позволять устанавливать любой желаемый угол отпирания тиристоров. Во-вторых, оно должно обеспечивать изменение угла открытия тиристоров во время переходного процесса и получение необходимого угла отпирания в конце его — для формирования желаемого вида динамических характеристик. В-третьих, изменять угол отпирания в функции параметра регулирования, в частности, скорости или тока асинхронного двигателя.

Этим требованиям удовлетворяет устройство управления тиристорами, показанное на рис. 2. Оно состоит из угла формирования импульсов шириной 70°, в качестве которого использован заторможенный блокинг-генератор, собранный на транзисторе П2; фазосдвигающего устройства и узла плавного изменения фазового сдвига управляющих импульсов во времени.

Фазосдвигающее устройство представляет собой разновидность импульсных схем с мостовыми элементами [Л. 2]. В тот момент, когда пилообразное

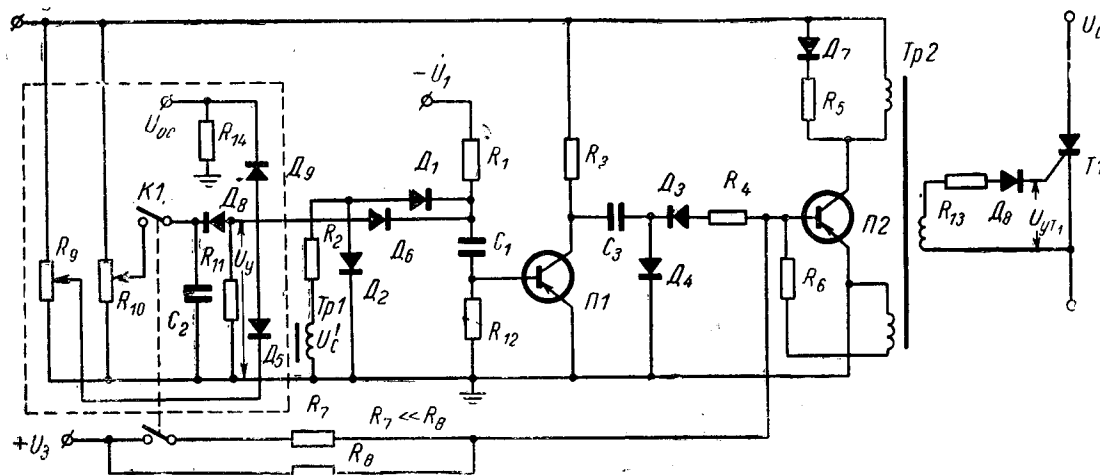


Рис. 2. Устройство фазового управления тиристорами (пунктиром обведен общий для всех тиристоров узел формирования управляющего напряжения).

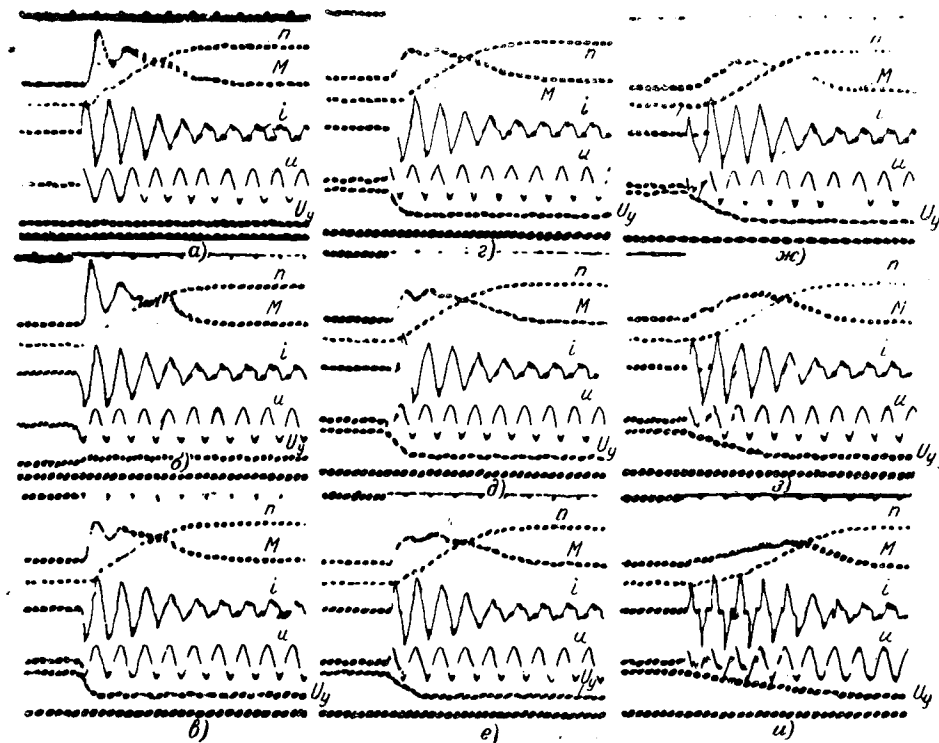
Рис. 3. Осциллограммы пуска асинхронного двигателя МТК-11-6 при различных значениях T_c .

а — контактный пуск; б — пуск с полностью открытыми тиристорами ($T_c=0$); в — $T_c=0,01$ сек; г — $T_c=0,02$ сек; д — $T_c=0,03$ сек; е — $T_c=0,04$ сек; ж — $T_c=0,06$ сек; з — $T_c=0,10$ сек; и — $T_c=0,20$ сек.

M — момент; n — скорость; i — ток двигателя; U — напряжение на двигателе; U_y — управляющее напряжение, определяющее угол открытия тириستоров.

напряжение на заряжающемся конденсаторе C_1 станет равным управляющему напряжению U_y на сопротивлении R_{11} , прекращается протекание тока через конденсатор от источника стабилизированного напряжения U_1 , триод $П1$ переходит в закрытое состояние. Отрицательный же перепад напряжения на коллекторе $П1$, дифференцируясь конденсатором C_3 , запускает блокинг-генератор, определяя момент подачи управляющего импульса на тиристор. Благодаря наличию диодного коммутатора, состоящего из диодов D_1 и D_2 и трансформатора Tr_1 , питающегося напряжением той фазы сети U_c , в которую включен тиристор, конденсатор C_1 заряжается только в положительные полупериоды питающего напряжения U_c , а начало заряда синхронизируется с прохождением напряжения U_c через нулевое значение [Л. 3]. Таким образом, фазовый сдвиг управляющего импульса определяется величиной U_y .

В первый момент ключ K^*_1 , переключающий одновременно две цепи, находится в замкнутом положении. Конденсатор C_2 заряжен до напряжения, задаваемого потенциометром R_{10} , а через сопротивление R_7 на базу триода $П2$ подается большое положительное смещение, запрещающее работу блокинг-генератора. При размыкании $K1$ положительное смещение подается на $П2$ через сопротивление $R_8 \gg R_7$, разрешая нормальную работу блокинг-генератора. В первый момент после размыкания $K1$ конденсатор C_2 еще полностью заряжен, напряжение U_y на R_{11} велико, поэтому угол подачи на тиристоры управляющих импульсов велик, а к двигателю приложено практически нулевое или незначительное по отношению к номинальному напряжение. По мере разряда C_2 , темп которого определяется постоянной времени контура разряда $T_c = C_2 R_{11}$, уменьшается величина U_y на R_{11} , что приводит к уменьшению угла фазового сдвига отпирающих импульсов и постепенному увеличению напряжения, приложенного к двигателю, до номинального или другого заданного значения. Фиксация



желаемого окончательного угла отпирания тиристоров осуществляется с помощью цепочки, состоящей из диода D_5 и потенциометра R_9 . По методике, изложенной в [Л. 1 и 4], можно рассчитать отдельные параметры рассматриваемой схемы фазового управления тиристорами, что обеспечит требуемый диапазон фазового сдвига и стабильность угла подачи отпирающих импульсов.

Экспериментальные исследования, проведенные на ряде двигателей [Л. 5] с использованием приведенной схемы управления, позволяют сделать следующие выводы, которые подтвердились при исследованиях на аналоговых вычислительных машинах [Л. 6]:

при начальном угле открытия тиристоров $\alpha_{н} > 135^\circ$ величина напряжения, приложенного к двигателю, недостаточна для создания момента, большего, чем момент холостого хода, что приводит к запаздыванию пуска двигателя;

при тиристорном управлении можно уменьшить максимальный динамический момент практически без увеличения времени пуска. Наиболее благоприятная величина $T_c = 0,02 - 0,03$ сек. Дальнейшее увеличение T_c приводит к затягиванию пуска;

для осуществления плавного пуска с ограничением производной нарастания момента, например с увеличением момента по прямой линии до величины M_k при критическом скольжении s_k , необходимо увеличить T_c до $0,1 - 0,2$ сек;

рекомендации по благоприятным значениям T_c справедливы и для пуска двигателя под нагрузкой и с маховыми массами.

Для подтверждения ряда полученных выводов на рис. 3 приведены осциллограммы пуска на холостом ходу асинхронного двигателя МТК-11-6 с разными значениями T_c . Обмотки двигателя соединены в звезду с нулевым проводом, напряжение питания 380 в. Отметим, что изменение угла

* При необходимости вместо ключа $K1$ можно использовать бесконтактные полупроводниковые логические схемы.

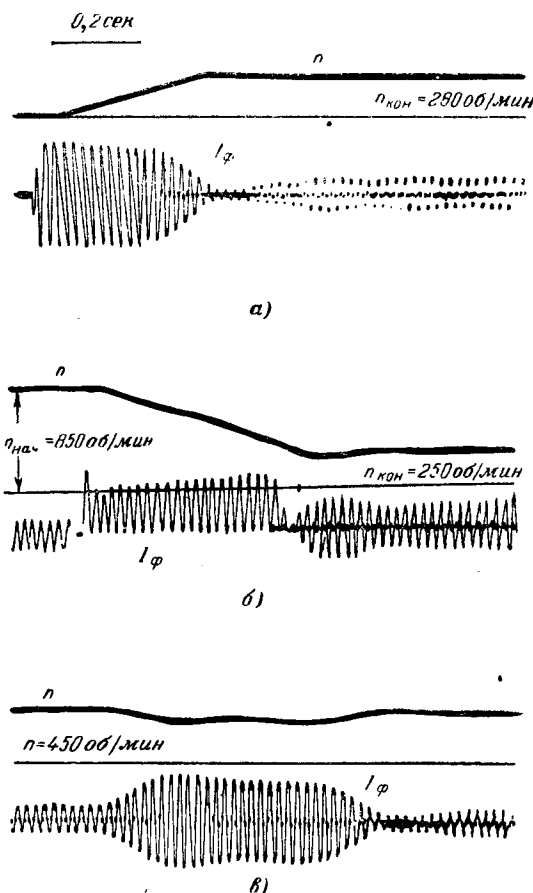


Рис. 4. Осциллограммы отработки двигателем МТК-11-6 различных режимов при введении обратной связи по скорости. а — пуск без нагрузки на пониженную скорость; б — переход на пониженную скорость при динамическом торможении; в — наброс нагрузки.

открытия тиристоров от начального α_n до конечного α_k , соответствующего приложению к двигателю полного напряжения, происходит за время $t=T_c$.

Если при тиристорном управлении асинхронным двигателем возникает необходимость введения обратной связи по параметру регулирования x , например, для регулирования скорости или ограничения тока асинхронного двигателя, то напряжение обратной связи $U_{o.c}=f(x)$ подается на сопротивление R_{14} (рис. 2) и происходит изменение угла отпирания тиристоров уже в функции изменения этого параметра. Так, при замыкании системы управления тиристорами обратной связью по скорости и при надлежащем расчете ее параметров [Л. 4 и 7] удастся обеспечить заданный диапазон плавного регулирования скорости асинхронного двигателя и желаемую жесткость механических регулировочных характеристик при значительных изменениях момента нагрузки, а также режимы разгона до пониженной скорости или перехода после торможения на любую заданную скорость.

Для иллюстрации на рис. 4 показаны осциллограммы отработки различных режимов двигателем МТК-11-6 при введении обратной связи по скоро-

сти. На рис. 4,а приведена осциллограмма пуска двигателя на холостом ходу до пониженной скорости; на рис. 4,б показан переход на пониженную скорость при динамическом торможении [Л. 1]; на рис. 4,в — режим наброса и сброса нагрузки.

Таким образом, применяя системы фазового управления тиристорами, коммутирующими статорные цепи асинхронных двигателей, можно решать задачи по улучшению их динамических и регулировочных свойств. В частности, запуск двигателей с фиксированным определенным углом α позволяет снизить до необходимой величины ударные переходные моменты. Значительно более гибкой и универсальной является система управления, позволяющая изменять угол открытия тиристорov во время переходного процесса по определенному закону. Такой способ управления открывает возможности для направленного формирования переходных процессов: не только ограничивать до минимума ударные моменты, но и обеспечивать желаемый закон изменения переходного момента двигателя в зависимости от технологических требований.

Управление углом открытия тиристорov в функции параметра регулирования позволяет ограничить до необходимого значения пускотормозные токи путем введения токовой отсечки (что очень важно для асинхронных двигателей большой мощности) и обеспечить плавное регулирование скорости асинхронных двигателей при получении удовлетворительной жесткости механических характеристик.

Такое улучшение управляемости асинхронных электроприводов, обладающих рядом неоспоримых преимуществ, позволяет реально ставить вопрос о их внедрении даже в тех областях, где до настоящего времени традиционным остается электропривод постоянного тока.

Литература

1. Шубенко В. А., Браславский И. Я. и Шрейнер Р. Т., Асинхронный электропривод с тиристорным управлением, изд-во «Энергия», 1967.
2. Ильин В. А., Импульсные устройства с мостовыми элементами, изд-во «Энергия», 1965.
3. Левин Г. М. и Гольденталь М. Э., Реверсивный ионный электропривод, изд-во «Энергия», 1964.
4. Браславский И. Я. и Шубенко В. А., К расчету системы управления тиристорами при параметрическом регулировании скорости асинхронных двигателей, Известия вузов, «Горный журнал», 1967, № 4.
5. Шубенко В. А., Браславский И. Я., Ясеньев Н. Д. и Ковшов А. Н., Об управляемости процессом пуска асинхронных тиристорных электроприводов, сб. тезисов докладов «Тиристорный управляемый асинхронный электропривод», Свердловск, 1968.
6. Шубенко В. А., Браславский И. Я. и Кирпичников В. М., Применение аналоговых вычислительных машин к исследованию тиристорного пуска асинхронного двигателя, сб. тезисов докладов «Тиристорный управляемый асинхронный электропривод», Свердловск, 1968.
7. Браславский И. Я. и Куцин В. В., Методика построения механических характеристик асинхронного тиристорного электропривода в замкнутой системе регулирования скорости, сб. тезисов докладов «Тиристорный управляемый асинхронный электропривод», Свердловск, 1968.

[26.1.1968]



Инвертор с широтно-импульсной модуляцией

Канд. техн. наук Е. И. УСЫШКИН и инж. В. Ш. ЗЕЛЬДИН

Всесоюзный научно-исследовательский кинофотоинститут

Для регулируемого электропривода со статическими преобразователями частоты перспективны инверторы с широтно-импульсной модуляцией, выходное напряжение которых представляет собой систему разнополярных импульсов, периодически с заданной частотой модулируемых по длительности. Первая гармоника выходного напряжения регулируется по амплитуде и частоте изменением глубины и частоты модуляции импульсов. В этих устройствах наиболее экономично осуществляется глубокое регулирование частоты и выходного напряжения, причем ток двигателя сохраняется практически синусоидальным.

Известные [Л. 1 и 2] инверторы с широтно-импульсной модуляцией содержат регулируемый по частоте и амплитуде задающий генератор синусоидального трехфазного напряжения, модулятор и силовой блок, управляемый от модулятора. Модулятор преобразует непрерывный сигнал задающего генератора в систему импульсов повышенной частоты, длительность которых пропорциональна мгновенному значению напряжения задающего генератора. В качестве модуляторов могут быть применены устройства, содержащие генератор развертки и нуль-орган [Л. 2], либо миниатюрные магнитные усилители [Л. 1].

Ниже описывается схема инвертора (рис. 1), предложенная авторами статьи.

Магнитотранзисторные мультивибраторы 8, 9, 10 блока управления инвертором образуют трехфазную систему напряжений с фиксированным сдвигом фаз в 120° [Л. 4]. Частота f_1 трехфазной системы мультивибраторов 8, 9, 10 регулируется в небольших пределах изменением частоты задающего генератора 7. Мультивибратор 11 и синхронизируемый им мультивибратор 12 работают с постоянной частотой f_2 , близкой к f_1 . Включенное в цепь синхронизации фазосдвигающее устройство 13 на двух дросселях насыщения с подмагничиванием позволяет изменять фазу напряжения мультивибратора 12 относительно 11 примерно от 180 до 0° . Выходные обмотки 11 и 12 через диоды 14—25 и транзисторные ключи 26—37 подключены к управляющим переходам тиристоров 1—6. Причем для тиристоров анодной и катодной групп подключение этих обмоток по полярности противоположно. Транзисторные ключи, относящиеся к тиристорам фаз А, В, С силового моста, управляются соответственно от обмоток 8, 9, 10. Напряжение на управляющем переходе тиристора от обмоток 11 и 12 появляется при совпадении положительной полярности напряжения этих обмоток с отпирающим сигналом на соответствующих транзисторных ключах. Ввиду различия частот f_1 , f_2 длительность совпадения импульсов указанных полярностей периодически изменяется во времени, вследствие чего напряжение на управляющем переходе от каждой из обмоток 11 и 12 имеет характер прямоугольных модулированных по длительности (ширине) импульсов.

Импульсу управления на тиристоре катодной группы, например на тиристоре 1, соответствует

пауза на управляющем переходе тиристора анодной группы, например на тиристоре 2, и наоборот. Это обеспечено тем, что обмотки 11 и 12, обуславливающие образование указанных импульсов, включены для тиристоров анодной и катодной групп в противоположной полярности.

В силовом блоке схемы открывание тиристора анодной группы вызывает запираание тиристора катодной группы и наоборот [Л. 1]. Для надежной работы силового блока необходимо, чтобы поступление очередного отпирающего импульса на тиристор было возможно лишь после окончания кратковременного переходного процесса, сопутствующего предыдущему переключению той же ветви силового блока. Это обеспечивается шунтированием управляющих переходов тиристоров маломощными транзисторами, управляемыми, в свою очередь, от вторичных обмоток коммутирующих трансформаторов.

Таким образом, до окончания переходного процесса переключения, т. е. до тех пор, пока на коммутирующем трансформаторе есть напряжение, очередной импульс переключения на тиристоры не поступает.

Для оценки формы выходного напряжения предварительно выясним характер модуляции импульсов управления на тиристорах. Примем за начало отсчета момент совпадения фронта положительной полярности импульса напряжения обмотки мультивибратора 11 с фронтом напряжения обмотки 8 в полярности, отпирающей транзисторный ключ 26. Рассмотрим формирование последовательности управляющих импульсов от напряжения обмотки 11 для тиристора 1.

Положим для определенности

$$f_2 > f_1. \quad (1)$$

Первый из рассматриваемых импульсов имеет длительность

$$t_1 = \frac{1}{2f_2}. \quad (2)$$

Спустя период частоты f_1 , передние фронты напряжений мультивибраторов 8 и 11 вышеуказанных полярностей оказываются смещенными во времени на величину, равную разности периодов частот f_1 и f_2 , т. е. на

$$\Delta T = \frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2}. \quad (3)$$

Длительность второго импульса меньше длительности первого и равна:

$$t_2 = t_1 - \Delta T. \quad (4)$$

Длительность k -го импульса

$$t_k = t_1 - k\Delta T. \quad (5)$$

Соотношение (5) справедливо лишь для интервала времени, в котором ширина импульсов уменьшается. После того, как длительность импульса достигает минимального значения, начинается процесс увеличения длительности импульса до макси-

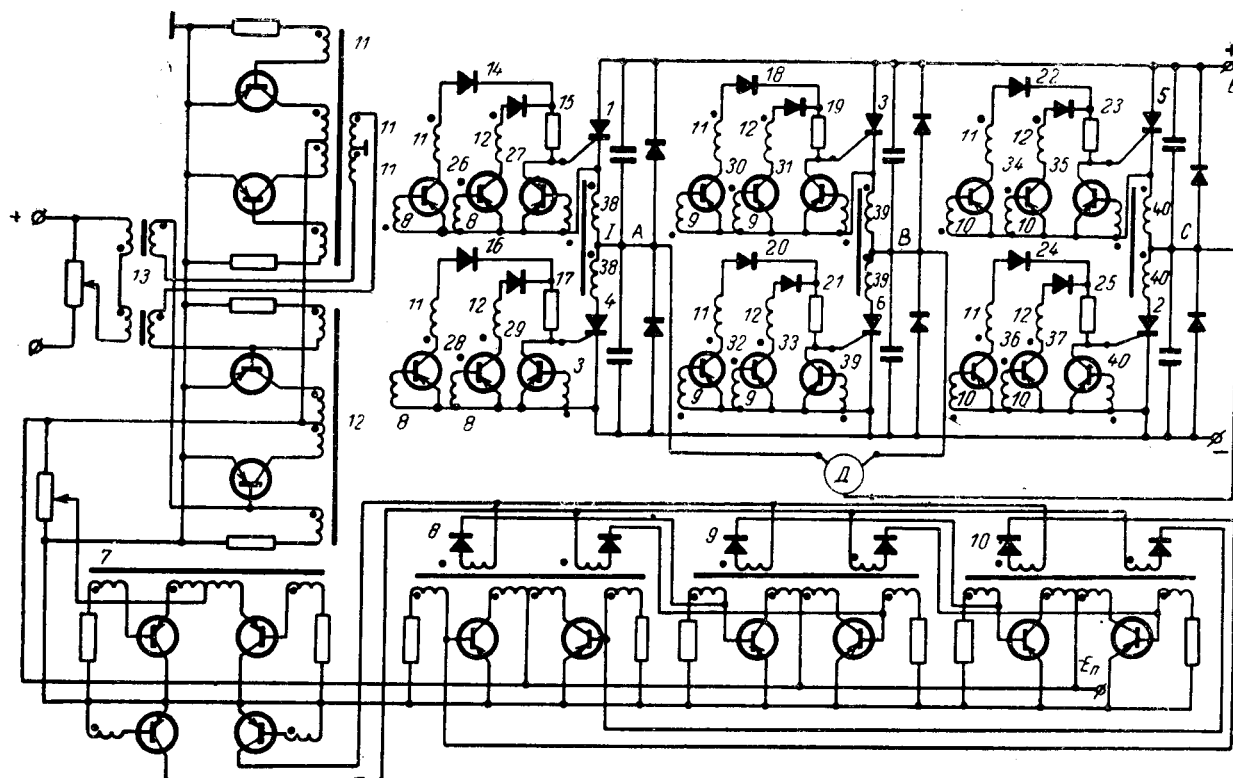


Рис. 1. Принципиальная схема инвертора с широтно-импульсной модуляцией без модуляторов.

мального значения. Затем процессы периодически повторяются.

Соотношение (5) можно обобщить на весь период модуляции:

$$t_k = |t_1 - k\Delta T|. \quad (5a)$$

Количество импульсов в периоде модуляции k_m находится из соотношения:

$$t_{k_m} = \frac{1}{2f_2} = \left| \frac{1}{2f_2} - k_m \Delta T \right| = k_m \Delta T - \frac{1}{2f_2}, \quad (6)$$

где t_{k_m} — максимальная длительность импульса, равная $\frac{1}{2f_2}$.

Из (6) получим:

$$k_m = \frac{1}{f_2 \Delta T}. \quad (7)$$

Длительность периода модуляции

$$T_m = k_m \cdot \frac{1}{f_1} = \frac{1}{f_1 f_2 \Delta T}. \quad (8)$$

Частота модуляции с учетом (3) и (8)

$$F_m = f_2 - f_1. \quad (9)$$

Из (5a) и (9) следует, что изменение длительности импульсов подчиняется линейно-периодическому закону и происходит с частотой, являющейся разностью частот мультивибраторов 8 и 11. Причем максимальная длительность импульса равна $\frac{1}{2f_2}$.

Принятое выше положение о периодичности моду-

ляции, строго говоря, верно лишь при условии, отмеченном в [Л. 5]

$$|f_1 - f_2| \gg |F_m|, \quad (10)$$

что практически выполнимо.

Рассмотрим характер формирования последовательности управляющих импульсов для тиристора 1 от обмотки 12, т. е. определим функцию модуляции $T_{12}(t)$ с учетом регулирования сдвига фазы между напряжениями мультивибраторов 11 и 12. Пусть указанный сдвиг фаз равен φ , что соответствует смещению импульсов обмоток 11 и 12 во времени, равному

$$\Delta t_\varphi = \frac{1}{f_2} \cdot \frac{\varphi}{2\pi}. \quad (11)$$

При наличии этого смещения управляющие импульсы от обмоток 11 и 12, формируемые в один и тот же период, соответствующий частоте f_1 , различаются по длительности также на величину Δt_φ . Для определения полученного сдвига фаз функции модуляции $T_{11}(t)$ от обмотки 12 вычислим время ΔT_φ , в течение которого происходит изменение длительности управляющего импульса на величину, равную Δt_φ . Из сказанного выше следует

$$k_\varphi = \frac{\Delta t_\varphi}{\Delta T}, \quad (12)$$

где k_φ — количество периодов частоты f_1 , в течение которых происходит изменение длительности импульса на величину Δt_φ .

Учитывая (12), получим:

$$\Delta T_\varphi = k_\varphi \frac{1}{f_1}. \quad (13)$$

Сдвиг фаз между упомянутыми функциями модуляции согласно (3), (11)—(13) равен:

$$\varphi_{\pi} = \frac{\Delta T_{\varphi} 2\pi}{T_m} = \varphi. \quad (14)$$

Следовательно, функция модуляции $T_{12}(t)$ подобна функции модуляции $T_{11}(t)$, но содержит фазовый сдвиг φ_{π} относительно $T_{11}(t)$, равный φ . Суммарная длительность импульса на управляющем переходе тиристора в любой период частоты f_1 равна сумме длительностей импульсов от обмоток I_1 и I_2 , так как они не могут перекрывать друг друга, поскольку образуются в разные полупериоды частоты f_1 . Следовательно, результирующая функция модуляции $T_{\pi}(t)$ равна сумме функций $T_{11}(t)$ и $T_{12}(t)$ и имеет вид равнобоковой разнополярной трапеции, наложенной на постоянную составляющую $\frac{1}{2f_2}$, причем величина основания равна ΔT_{φ} .

Обращаясь к анализу напряжения на выходе инвертора, заметим, что в его спектре можно выделить две группы гармоник.

Гармоники, обусловленные коммутацией на повышенной частоте. Согласно [Л. 5] частоты этих гармоник близки к частоте коммутации, а также к кратным ей частотам. Амплитуды их стремятся к нулю с уменьшением глубины модуляции. Результаты эксперимента позволяют считать, что и в данном случае гармоники первой группы подчиняются аналогичной зависимости. Если выполнено условие (10), то гармоники этой группы оказываются в области повышенных частот спектра. Поэтому при наличии индуктивности обмоток электродвигателя соответствующим выбором частоты коммутации можно свести токи гармоник первой группы к необходимому минимуму.

Гармоники, наличие которых обусловлено модуляцией длительности импульсов. Поскольку функция модуляции в рассматриваемом случае несинусоидальна, следует ожидать в спектре выходного напряжения наличия гармоник, частоты которых кратны основной. Для определения этих гармоник введем в рассмотрение медленную составляющую импульсного напряжения, значения которой в начале каждого периода коммутации равны усредненному за этот период значению импульсного напряжения, и изменения которой от периода к периоду коммутаций носит плавный характер. Значения медленной составляющей равны значениям импульсного напряжения без суммы гармоник первой группы.

Форму импульсов выходного напряжения будем считать прямоугольной, т. е. пренебрежем конечной длительностью фронтов, наличием выбросов и т. п. При этом управляющему импульсу в каждый момент соответствует наличие либо отсутствие напряжения на нагрузке.

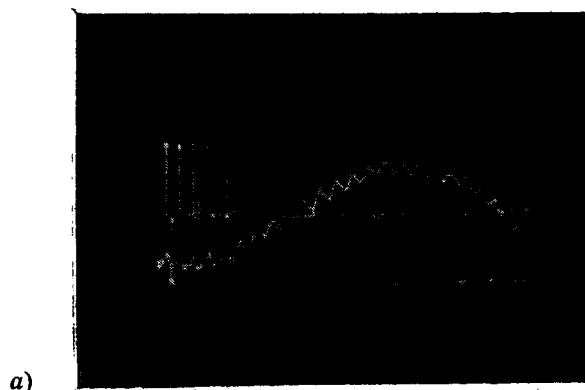
Среднее значение потенциала точки A за период частоты f_1 пропорционально напряжению питания $U_{\text{пит}}$ и длительности подключения этой точки к положительному потенциалу, т. е. длительности импульса управления тиристора I , отнесенной к периоду следования этих импульсов

$$\psi_{\text{cp}}(t) = \frac{U_{\text{пит}} T_{\pi}(t)}{1/f_1}. \quad (15)$$

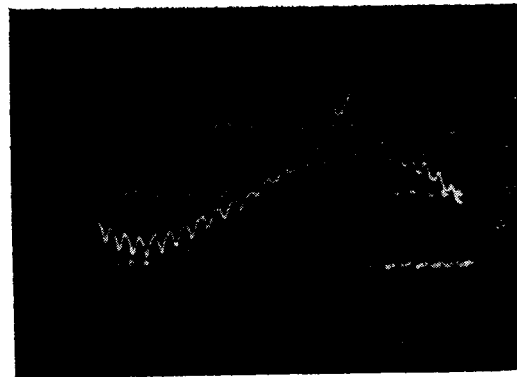
Из (15) при $U_{\text{пит}} = \text{const}$, $f_1 = \text{const}$ следует, что функция $\psi_{\text{cp}}(t)$ во времени будет повторять по форме функцию модуляции $T_{\pi}(t)$. Используя (15) с учетом (10) и применяя формулу разложения трапеции по [Л. 6], представим функцию $\psi_{\text{cp}}(t)$ гармоническим рядом:

$$\begin{aligned} \psi_{\text{A cp}}(t) = & \psi_0 + \frac{4U_{\text{пит}}}{\pi^2} \left[\sin \frac{\pi - \varphi}{2} \sin 2\pi(f_2 - f_1)t + \right. \\ & + \frac{1}{3^2} \sin \frac{3(\pi - \varphi)}{2} \sin 6\pi(f_2 - f_1)t + \frac{1}{5^2} \sin \frac{5(\pi - \varphi)}{2} \times \\ & \times \sin 10\pi(f_2 - f_1)t + \left. \frac{1}{7^2} \sin \frac{7(\pi - \varphi)}{2} \sin 14\pi(f_2 - f_1)t \right], \end{aligned} \quad (16)$$

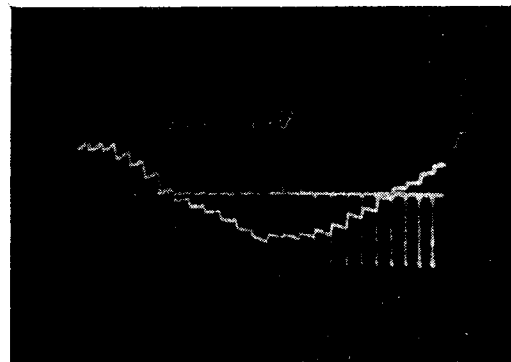
где ψ_0 — постоянная составляющая функции $\psi_{\text{cp}}(t)$.



а)



б)



в)

Рис. 2. Выходное напряжение и ток инвертора ($f_1 = 400$ гц, $f_2 = 430$ гц, $F = 30$ гц).

а — $\varphi = 180^\circ$; б — $\varphi = 80^\circ$; в — $\varphi = 20^\circ$.

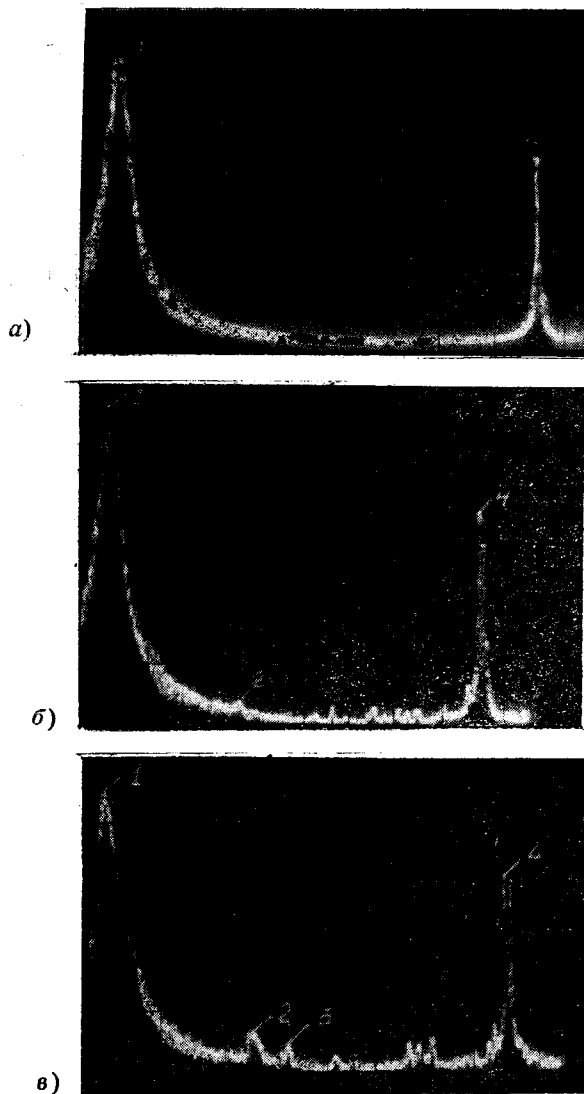


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики выходного напряжения (медленной составляющей).
1—4 — соответственно значения амплитуд основной, пятой, седьмой гармоник и гармоники частоты переключения.
а — $\varphi=180^\circ$; б — $\varphi=40^\circ$; в — $\varphi=20^\circ$.
Характеристики даны в различном масштабе. Частота основной гармоники 30 гц.

Для фазы B с учетом (14) получим:

$$\psi_{Bcp}(t) = \psi_0 + \frac{4U_{\text{ннт}}}{\pi^2} \sum_{v=1,3,5,7} \frac{1}{v^2} \sin\left(\frac{\pi-\varphi}{2} v\right) \sin 2v\pi \times \\ \times \left[(f_2 - f_1)t + \frac{2\pi}{3}\right]. \quad (17)$$

Значения амплитуд гармонических составляющих линейного напряжения находятся из (16) и (17) с учетом соотношения

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{л}} &= \psi_A - \psi_B; \\ U_1 &= \frac{4\sqrt{3}U_{\text{ннт}}}{\pi^2} \cos \frac{\varphi}{2}; \\ U_5 &= \frac{4\sqrt{3}U_{\text{ннт}}}{\pi^2 5^2} \cos 5 \frac{\varphi}{2}; \\ U_7 &= \frac{4\sqrt{3}U_{\text{ннт}}}{\pi^2 7^2} \cos 7 \frac{\varphi}{2}; \\ U_{3,9,15} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

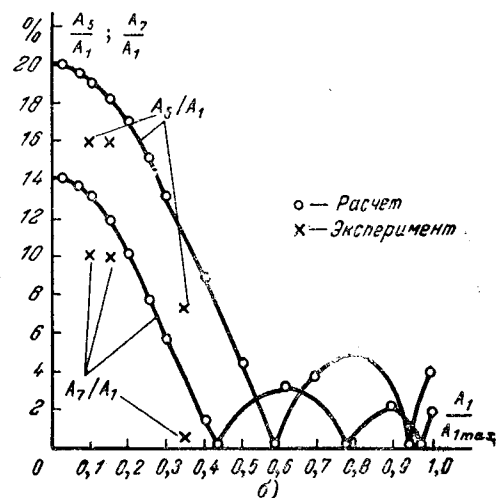
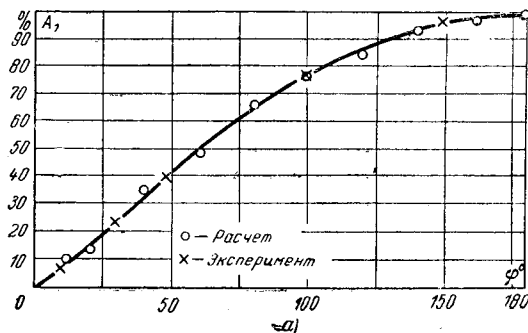


Рис. 4. Содержание гармоник в кривой напряжения инвертора.

а — регулировочная характеристика 1-й гармоники; б — относительное содержание 5-й и 7-й гармоник в кривой напряжения инвертора.

На рис. 2 даны осциллограммы выходного напряжения и тока электродвигателя Г-507 для различных значений углов регулирования φ . Из приведенных данных следует, что допущение о прямоугольности импульсов напряжений является достаточно обоснованным.

Осциллограммы показывают также, что ток двигателя имеет форму, близкую к синусоидальной.

На рис. 3 приведены амплитудно-частотные характеристики спектров выходного напряжения, которые свидетельствуют о небольшом содержании гармоник, частоты которых кратны основной частоте. Из представленных характеристик также следует, что амплитуда гармоник первой группы уменьшается с уменьшением основной гармоники, т. е. с увеличением угла φ .

На рис. 4 сравниваются расчетные данные по формулам (19) для 1-й, 5-й и 7-й гармоник с данными измерений посредством анализатора гармоник.

Выводы. 1. Предложенная схема инвертора с широтно-импульсной модуляцией проще, чем ранее известные и отличается отсутствием специальных устройств для преобразования непрерывного сигнала в широтно-модулированный. В схеме принципиально исключены несимметрия работы по фазам, а также неидентичность модуляции в полупериодах.

2. Напряжение и частота в схеме могут регулироваться отдельно от нуля.

3. В диапазоне регулирования напряжений 100—50% содержание 5-й, 7-й, 11-й и т. д. гармоник пренебрежимо мало, чем обеспечивается прак-

тически синусоидальная форма тока электродвигателя, питаемого от инвертора (рис. 4). При регулировании напряжения в диапазоне $0 \div 50\%$ содержания 5-й, 7-й, 11-й и т. д. гармоник оказывается меньшим, чем при амплитудном способе регулирования, которое отличается благоприятным в энергетическом отношении спектральным составом [Л. 7].

4. Выходная частота регулируется изменением в небольших пределах частоты f_1 . При $f_1 > f_2$ чередование фаз в выходном напряжении согласно (17) изменится на обратное, чем осуществляется бесконтактный реверс двигателя.

При $f_1 = f_2$ выходная частота равна 0, а соотношение между линейными напряжениями соответствует значениям для трехфазной системы.

Литература

1. Усышкин Е. И. и Сажин Л. И., Новые системы электропривода для киноаппаратуры, «Техника кино и телевидения», 1964, № 5.

2. Schöpfung A., Stemler H., Geregelter Drehstrom-Umkerantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren, Brown Boveri Mitt. 1964, 51, 8—9, 555—577.

3. Усышкин Е. И., Зельдин В. Ш. и Рогочий В. Н., Авторское свидетельство № 197743 от 09.VI.1967 г. Бюллетень изобретений № 13.

4. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С., Кудрявцев А. В., Зельдин В. Ш. и Никольский А. А., Статический преобразователь частоты для регулирования скорости вращения асинхронных двигателей, «Вестник электропромышленности», 1962, № 3.

5. Усышкин Е. И. и Россовский Е. Л., Характеристики электродвигателей киноаппаратуры при питании от полупроводниковых преобразователей, «Техника кино и телевидения», 1965, № 2.

6. Круг К. А., Основы электротехники, ОНТИ, 1936.

7. Хасаев О. И., Работа асинхронного двигателя от преобразователя частоты на полупроводниковых триодах, «Электротехника», 1961, № 9.

[27.5.1967]



УДК 621.313.334:654.94

Влияние квадратурной обмотки датчика на ошибки сельсинной трансформаторной схемы

Канд. техн. наук Р. К. ПАМФИЛОВ

Московский авиационный технологический институт

Применение в сельсинных трансформаторных схемах вращающихся трансформаторов с двумя парами взаимно перпендикулярных обмоток повышает точность передачи угла.

Благодаря двум обмоткам синхронизации (обычно статора), уменьшаются ошибки, обусловленные конструкцией сельсинов [Л. 1]. Некоторые ошибки, вызванные технологическими или эксплуатационными причинами, уменьшаются при замыкании коротко квадратурной обмотки k ротора датчика I , перпендикулярной обмотке возбуждения (рис. 1). Однако известно, что в отдельных случаях это приводит к увеличению ошибок [Л. 2].

Рассмотрим влияние квадратурной обмотки на ошибки сельсинной трансформаторной схемы, вызванные такими причинами, как неравенство сопротивлений и смещение осей обмоток синхронизации, а также эллиптическая неравномерность магнитной проводимости магнитопровода статора сельсина.

Для схемы, составленной из двух вращающихся трансформаторов (рис. 1) с замкнутой квадратурной обмоткой k датчика I и нагруженной выходной обмоткой k приемника II справедлива система векторных уравнений, записанная в виде таблицы.

Уравнения сельсинной трансформаторной системы с разомкнутой выходной обмоткой приемника при замкнутой квадратурной обмотке датчика обведены в таблице двойной рамкой, а при разомкнутой квадратурной обмотке — пунктирной рамкой.

В уравнениях обозначено: a, b и t, k — обмотки синхронизации и роторов сельсинов; U — напряжение источника питания;

	$\bar{I}^a$	$\bar{I}^b$	$\bar{I}_I^t$	$\bar{I}_I^k$	$\bar{I}_H^k$	
a	z_a	jx^{ab}	jx_I^{at}	jx_I^{ak}	$-jx_H^{ak}$	0
b	jx^{ab}	z^b	jx_I^{bt}	jx_I^{bk}	$-jx_H^{bk}$	0
$t(I)$	jx_I^{at}	jx_I^{bt}	z_I^t	jx_I^{tk}	0	U
$k(I)$	jx_I^{ak}	jx_I^{bk}	jx_I^{tk}	z_I^k	0	0
$k(II)$	$-jx_H^{ak}$	$-jx_H^{bk}$	0	0	z_H^k	0

$\bar{I}$ — токи в обмотках; z^a, z^b — полные сопротивления цепей синхронизации: $z^a = z_{стI}^a + z_{стII}^a + Z_{ст.н}^a$; $z^b = z_{стI}^b + z_{стII}^b + Z_{ст.н}^b$; $z = R + jx$; z^t, z^k — полные сопротивления цепей обмоток ротора: $z^t = z_p^t + Z_{р.н}^t$; $z^k = z_p^k + Z_{р.н}^k$; $z_{ст}$, z_p — сопротивление собственно обмотки; $Z_{н}$ — внешнее сопротивление в цепи обмотки; R — активное сопротивление; jx — реактивное сопротивление; $jx^{at}, jx^{bt}, jx^{ak}, jx^{bk}$ — сопротивления взаимо-

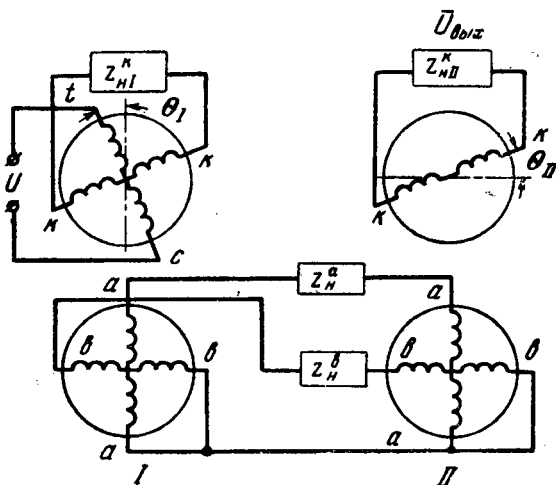


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема соединения обмоток сельсинной трансформаторной схемы с квадратурной обмоткой на роторе датчика.

индукции первичных и вторичных обмоток; jx^{ab} — сумма сопротивлений взаимной индукции обмоток синхронизации сельсинов $jx^{ab} = jx_1^{ab} + jx_{II}^{ab}$; jx^{tk} — сопротивление взаимной индукции обмоток ротора.

Можно показать, что замыкание выходной обмотки приемника системы не изменяет структуру числителя $\bar{U}_{\text{вых}} = \bar{U}_{II}$, поэтому результаты, полученные для ненагруженной схемы, будут справедливы и для схемы с замкнутой выходной обмоткой.

В результате решения исходной системы уравнений ненагруженной системы получим выражения для выходных напряжений:

при замкнутой квадратурной обмотке ротора датчика

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \frac{U}{\Delta} \{ z_1^k (z^b x_1^{ab} x_{II}^{bk} + z^a x_1^{bt} x_{II}^{bk}) - (x_1^{at} x_1^{bk} + x_1^{ak} x_1^{bt}) (x_1^{ak} x_{II}^{bk} - x_1^{bt} x_{II}^{ak}) -$$

мотки a статора; ρ — угол смещения оси обмотки статора b из положения, перпендикулярного оси обмотки a статора; θ — угол между осями обмоток a

$$- jx^{ab} [z_1^k (x_1^{at} x_{II}^{bk} + x_1^{bt} x_{II}^{ak}) -$$

$$- jx_1^{tk} (x_1^{ak} x_{II}^{bk} + x_1^{bk} x_{II}^{ak}) -$$

$$- jx_1^{tk} (z^b x_1^{ak} x_{II}^{bk} + z^a x_1^{bt} x_{II}^{bk}) \}]; \quad (2)$$

при разомкнутой квадратурной обмотке

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \frac{U}{\Delta'} [z^b x_1^{at} x_{II}^{ak} + z^a x_1^{bt} x_{II}^{bk} - jx^{ab} (x_1^{at} x_{II}^{bk} + x_1^{bt} x_{II}^{ak})]. \quad (3)$$

Здесь Δ и Δ' главные определители соответствующих исходных систем уравнений (1).

На рис. 2 приведена схема расположения осей обмоток и магнитопровода сельсина при смещении осей обмоток статора и эллиптической неравномерности магнитной проводимости магнитопровода статора вследствие овальности расточки пакета.

На схеме обозначено: d, q — взаимно перпендикулярные продольная и поперечная оси наибольшей и наименьшей магнитной проводимости; ϑ — угол смещения продольной оси относительно оси об-

статора и с ротора; θ' — угол между осью d и осью обмотки с ротора; $\theta' = \theta + \vartheta$.

Пренебрегая высшими пространственными и временными гармониками магнитного поля и приняв векторное изображение напряжений, токов и потокосцеплений, найдем сопротивления само- и взаимной индукции обмоток.

При определении потокосцепления обмотки, ось которой не совпадает с осями d и q , заменим реальную обмотку двумя фиктивными обмотками, направление осей которых совпадает с осями d, q . Сумма проекций потокосцеплений фиктивных обмоток, найденных с учетом магнитной проводимости по осям d и q , на ось другой реальной обмотки даст потокосцепление взаимной индукции двух реальных обмоток, а сумма проекций на ось исходной реальной обмотки — собственное потокосцепление этой обмотки.

Переходя от функций само- и взаимной индукции к соответствующим индуктивным сопротивлениям, получим полные сопротивления несимметричного четырехобмоточного вращающегося трансформатора:

$$\left. \begin{aligned} z_{\tau}^a &= Z_{\tau}^a + jX_{\tau B} \cos 2\vartheta; \\ z_{\tau}^b &= Z_{\tau}^b - jX_{\tau B} \cos 2(\vartheta - \rho); \\ z_p^t &= Z_p^t + jX_{pB} \cos 2\theta'; \\ z_p^k &= Z_p^k - jX_{pB} \cos 2\theta'; \\ jx^{ab} &= j[X_{ma}^{ab} \cos \vartheta \sin(\vartheta - \rho) + X_{mq}^{ab} \sin \vartheta \cos(\vartheta - \rho)]; \\ jx^{at} &= j(X_{md}^{at} \cos \vartheta \cos \theta' - X_{mq}^{at} \sin \vartheta \sin \theta'); \\ jx^{ak} &= -j(X_{md}^{ak} \cos \vartheta \sin \theta' - X_{mq}^{ak} \sin \vartheta \cos \theta'); \\ jx^{bt} &= j(X_{mq}^{bt} \sin \vartheta \cos \theta' + X_{md}^{bt} \cos \vartheta \sin \theta'); \\ jx^{bk} &= -j[X_{md}^{bk} \sin(\vartheta - \rho) \sin \theta' - X_{mq}^{bk} \cos(\vartheta - \rho) \cos \theta']; \\ jx^{tk} &= -jX_B^{tk} \sin 2\theta', \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$Z = Z_{\tau} + R + jX_F; \quad x_F = \frac{1}{2}(X_d + X_q);$$

$$x_B = \frac{1}{2}(X_d - X_q),$$

X_d, X_q и X_{md}, X_{mq} — максимальные значения сопротивлений само- и взаимной индукции обмоток при совпадении их осей с осями d или q .

Подставив в выражения (2) и (3) сопротивления несимметричных сельсинов (4), можно привести $\bar{U}_{\text{вых}}$ к уравнению эллипса:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \bar{R}(\bar{P} \sin \theta_{II} + j\bar{Q} \cos \theta_{II}), \quad (5)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \bar{P} &= A \sin \theta_1 + B \cos \theta_1; \\ \bar{Q} &= C \cos \theta_1 - D \sin \theta_1, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В случае неравенства сопротивлений цепей синхронизации выходное напряжение равно нулю (14) в согласованном положении роторов — при совпадении осей обмоток роторов датчика и приемника с осями их обмоток синхронизации. Если ось обмотки возбуждения t датчика не совпадает с осями его обмоток синхронизации, то нет положения ротора приемника, при котором выходное напряжение обращается в нуль, т. е. система имеет остаточное напряжение.

При смещении осей обмоток синхронизации остаточное напряжение существует во всех положениях ротора датчика, а в случае несимметрии магнитопровода статора равно нулю при совпадении осей обмоток ротора с осями обмоток синхронизации, если оси последних совпадают с осями d и q . Остаточное напряжение во всех рассмотренных случаях возникает только при наличии активных сопротивлений в цепях замкнутых обмоток.

При повышенной частоте питающего напряжения (400 гц и выше) активные сопротивления обмоток вращающегося трансформатора значительно меньше индуктивных. Поэтому при одинаковой относительной несимметрии неравенство индуктивных сопротивлений вызывает большие ошибки, чем неравенство активных сопротивлений.

Пренебрегая активными сопротивлениями, можно считать коэффициенты A , B , C и D действительными числами. Такое допущение значительно облегчает анализ погрешностей и позволяет получить простые формулы для вычисления среднемаксимальных ошибок $\Delta\theta_{\max}$.*

Уравнение (5) с действительными коэффициентами можно написать как комплексное уравнение эллипса в пространственной комплексной плоскости $(+1, +i)$, если для двух функций $\sin \theta_I$ и $\cos \theta_I$, сдвинутых в пространстве на фазовый угол $\frac{\pi}{2}$, сделать подстановку

$$\sin \theta_I = 1; \cos \theta_I = i. \quad (15)$$

Заменяя в (6) $\sin \theta_I$ и $\cos \theta_I$ согласно (15), получим уравнение эллипса в комплексной плоскости $(+1, +i)$:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = k(P \sin \theta_{II} + iQ \cos \theta_{II}), \quad (16)$$

где

$$\dot{P} = A + iB, \quad \dot{Q} = C + iD. \quad (17)$$

По уравнению эллипса можно сразу найти максимальную ошибку сельсинной трансформаторной схемы. Действительно, вектор $\dot{U}_{\text{вых}}$, описывающий своим концом эллипс, можно представить как сумму двух векторов $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$, поворачивающихся встречно на одинаковые углы.

Несоответствие угла поворота вектора $\dot{U}_{\text{вых}}$ углу поворота прямо вращающегося вектора $\dot{U}_1$ (дефект фазы) есть угловая ошибка схемы. Среднемаксимальная ошибка $\Delta\theta_{\max}$, характеризующая точность работы схемы, равна половине максимального дефекта фазы вектора $\dot{U}_{\text{вых}}$, а максимальная ошибка равна $2\Delta\theta_{\max}$ [Л. 3].

* Максимальная ошибка равна удвоенному значению среднемаксимальной ошибки.

Находя модули прямо и обратно вращающихся векторов

$$U_1 = \frac{k}{2}(P+Q) \text{ и } U_2 = \frac{k}{2}(P-Q)$$

и учитывая (17), получим:

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{U_2}{U_1} = \arcsin \sqrt{\frac{(A-C)^2 + (B-D)^2}{(A+C)^2 + (B+D)^2}}. \quad (18)$$

Выражая в (18) коэффициенты A , B , C и D через сопротивления сельсинов (8)—(10) и (11)—(13), получим формулы для вычисления среднемаксимальных ошибок схемы при различных видах несимметрии.

Для проверки правильности полученных формул были проведены эксперименты на вращающихся трансформаторах типа ВТПДА с искусственно созданной несимметрией каждого вида, которая была достаточно велика, чтобы уменьшить относительное влияние других причин. Так, смещение осей обмоток статора из взаимно перпендикулярного положения было равно 15° (одному зубцовому делению), а относительная магнитная несимметрия вследствие овальности пакета статора равнялась

$$m = \frac{X_{md}}{X_{mq}} = 1,42.$$

Ошибки определялись на оптических делительных головках типа ОДГ при работе схемы в разомкнутой следящей системе с резонансным усилителем и исполнительным двигателем типа ДИД-0,5.

Неравенство сопротивлений цепей синхронизации. В случае неравенства реактивных сопротивлений цепей синхронизации среднемаксимальные ошибки могут быть вычислены при замкнутой квадратурной обмотке по формуле:

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{n_x - 1}{n_x - 2\lambda + 1} \quad (19)$$

или для малой несимметрии ($n_x \approx 1$) и малой ошибке

$$\Delta\theta_{\max} = 1,7 \cdot 10^3 \frac{n_x - 1}{1 - \lambda}, \text{ угл. мин.}, \quad (20)$$

а при разомкнутой квадратурной обмотке по формуле

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{n_x - 1}{n_x + 1} \quad (21)$$

и при $n_x \approx 1$

$$\Delta\theta_{\max} = 1,7 \cdot 10^3 (n_x - 1), \text{ угл. мин.} \quad (22)$$

В формулах (19) — (22) обозначено:

$$n_x = \frac{X^b}{X^a}; \lambda = \frac{X_{m1}^2}{X^a X_1^k}. \quad (23)$$

Ошибка $\Delta\theta_{\max}$ схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой определяется только величиной несимметрии n_x , а с замкнутой обмоткой зависит также от коэффициента λ , который можно изменять, включая реактивные сопротивления в цепь квадратурной обмотки и в цепи синхронизации.

На рис. 3 для схемы с замкнутой квадратурной обмоткой приведена зависимость ошибки $\Delta\theta_{\max}$ от коэффициента λ , рассчитанная по формуле (19), и нанесены значения ошибок, полученные из опыта. При увеличении внешних индуктивных сопротивле-

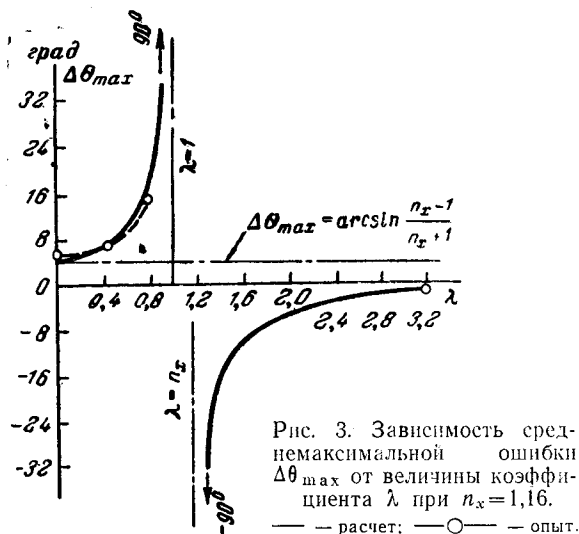


Рис. 3. Зависимость сред- немасимальной ошибки $\Delta\theta_{\max}$ от величины коэффициента λ при $n_x = 1,16$. — расчет; — ○ — опыт.

ний в цепи квадратурной обмотки ($\lambda \rightarrow 0$) ошибка схемы стремится к значению, которое она имеет в схеме с разомкнутой квадратурной обмоткой (21).

Если в цепях синхронизации и квадратурной обмотки датчика нет внешних реактивных сопротивлений и сельсины одинаковы, т. е. $X_{\text{н}}^a = 0$, $X_{\text{н}}^k = 0$, то вследствие рассеяния магнитного потока $\lambda < 0,5$. Так для схемы, составленной из одинаковых вращающихся трансформаторов типа ВТПДА, $\lambda = 0,43$. Как следует из кривых рис. 3 и формул (20) и (22), замыкание квадратурной обмотки накоротко увеличивает в этом случае при $n_x = 1,16$ ошибку примерно в 1,7 раза. Это подтверждается экспериментом: для схемы, составленной из ВТПДА, ошибка $\Delta\theta_{\max}$ при закорачивании квадратурной обмотки возросла с $4^\circ 27'$ до $7^\circ 32'$.

Включение емкостных сопротивлений в цепь квадратурной обмотки приводит к увеличению ошибки; при $\lambda = 1$, $\lambda = n_x$ ошибка достигает максимума ($\pm 90^\circ$) в диапазоне значений $1 < \lambda < n_x$ схема неработоспособна, что физически объясняется отсутствием рабочего сигнала.

Дальнейшее увеличение λ вызывает уменьшение ошибки. Следовательно, включив в цепь квадратурной обмотки датчика емкостное сопротивление, близкое по величине индуктивному сопротивлению обмотки, можно значительно уменьшить ошибки схемы. Как показали эксперименты, уже при $\lambda = 3,2$ ошибка мала (см. рис. 3).

Смещение осей обмоток синхронизации. Приравняв нулю выражение (18), можно установить, что решение уравнения

$$(A-C)^2 + (B-D)^2 = 0 \quad (24)$$

относительно сопротивления одной из цепей синхронизации имеет вещественные корни только при $\rho = 0$, что говорит о невозможности скомпенсировать ошибку подбором внешних сопротивлений в цепи синхронизации.

Подставляя модули коэффициентов P и Q в (18), получим формулы для вычисления ошибок:

для схемы с замкнутой квадратурной обмоткой при смещении осей обмоток датчика

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \left[\frac{1 + \lambda - 2\sigma}{2(1 - \lambda)} \sin \rho_1 \right]; \quad (25)$$

при смещении осей обмоток приемника

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \left[\frac{1 - \lambda - 2\sigma}{2(1 - \lambda)} \sin \rho_1 \right]. \quad (26)$$

Для схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \left[\left(\frac{1}{2} - \sigma \right) \sin \rho \right]. \quad (27)$$

В формулах принято обозначение λ по (23), а также

$$\sigma = \frac{X_m^{ab}}{X^a}. \quad (28)$$

Если в цепях обмоток синхронизации сельсинов нет внешних реактивных сопротивлений ($X_{\text{ст.н}} = 0$) и сельсины одностипны, то, пренебрегая потоками рассеяния обмоток, можно считать, что $\sigma = 0,5$. Тогда ошибка схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой (27) равна нулю, а ошибка схемы с замкнутой квадратурной обмоткой может быть вычислена по формуле:

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \left[\frac{\lambda}{2(1 - \lambda)} \sin \rho \right] \quad (29)$$

или для малой ошибки при малом угле ρ

$$\Delta\theta_{\max} = \frac{\lambda}{1 - \lambda} \frac{\rho}{2}.$$

На рис. 4 построены в зависимости от коэффициента λ для $\rho = 15^\circ$ и $\sigma = 0,5$ кривые ошибок $\Delta\theta_{\max}$, рассчитанные по формуле (29). Там же нанесены значения ошибок, полученные экспериментально для схемы, составленной из ВТПДА.

Если в цепи квадратурной обмотки отсутствует внешнее реактивное сопротивление ($X_{\text{р.н}} = 0$), т. е. обмотка замкнута накоротко, то при малом рассеянии магнитного потока можно считать, что $\lambda = 0,5$, и согласно (29) ошибка равна $\frac{\rho}{2}$. Полученный вы-

вод подтверждается экспериментом. Так для ВТПДА $\lambda = 0,43$ и ошибка $\Delta\theta_{\max}$ схемы с замкнутой накоротко квадратурной обмоткой достигает $5^\circ 15'$; тогда как при разомкнутой квадратурной обмотке ошибка была равна всего $23'$ и могла быть вызвана другими причинами.

С увеличением индуктивного сопротивления в цепи квадратурной обмотки величина $\lambda \rightarrow 0$ и ошибка, уменьшаясь, стремится к значению, которое она имеет в схеме с разомкнутой квадратурной обмоткой.

Если в цепь замкнутой квадратурной обмотки включить емкостное сопротивление, то ошибка сна-

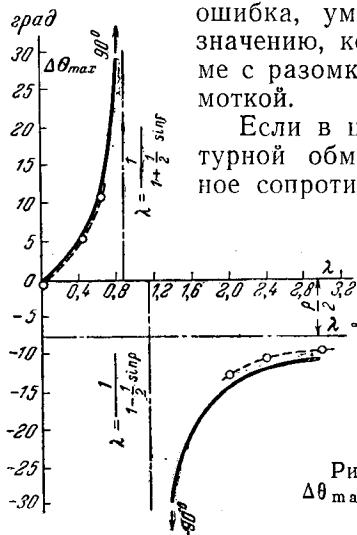


Рис. 4. Зависимость ошибки $\Delta\theta_{\max}$ от величины λ при $\rho = 15^\circ$ и $\sigma = 0,5$. — расчет; — ○ — опыт.

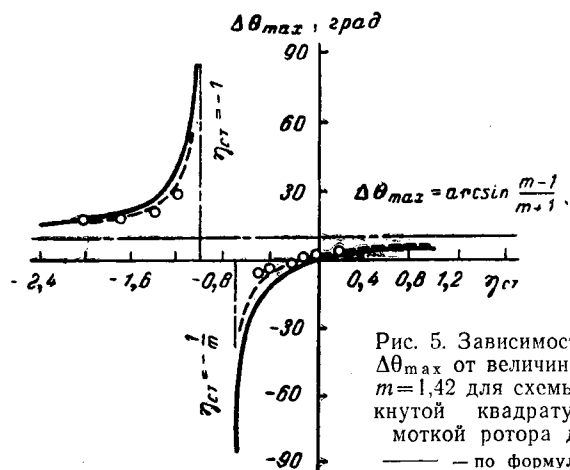


Рис. 5. Зависимость ошибки $\Delta\theta_{\max}$ от величины $\eta_{сг}$ при $m=1,42$ для схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой ротора датчика.
— по формуле (37);
--- по формуле (33).
о — опыт.

чала возрастает и при $\lambda = \frac{1}{1 \pm \frac{\sin \rho}{2}}$ достигает $\pm 90^\circ$.

В диапазоне значений $\frac{1}{1 - \frac{\sin \rho}{2}} < \lambda < \frac{1}{1 + \frac{\sin \rho}{2}}$ схема неработоспособна. При $\lambda > \frac{1}{1 - \frac{\sin \rho}{2}}$ ошибка убывает

и при $\lambda \rightarrow \infty$ стремится к величине $\frac{\rho}{2}$, что подтверждается экспериментом.

Так, при включении емкостного сопротивления, равного по абсолютной величине индуктивному сопротивлению квадратурной обмотки, наступает резонанс ($\lambda = \infty$) и ошибка равна $\pm 7^\circ 5'$.

Эллиптическая неравномерность магнитной проводимости статора. Решая уравнение (24) для рассматриваемого случая, можно показать, что компенсация ошибок включением дополнительных реактивных сопротивлений в цепи обмоток синхронизации возможна только при совпадении осей обмоток с осями магнитопровода d и q .

Если сопротивления цепей синхронизации одинаковы ($Z^a = Z^b$), то ошибка схемы не зависит от угла ϑ и вычисляется по формуле

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{A' - C'}{A' + C'}, \quad (30)$$

где

$$A' = \frac{A}{\sin \vartheta}; \quad C' = \frac{C}{\sin \vartheta}.$$

Выражая в коэффициентах A и C сопротивления в относительной форме, получим формулы для вычисления ошибок:

для схемы с замкнутой квадратурной обмоткой в случае несимметрии магнитопровода датчика

$$\Delta\theta_m = \arcsin \frac{m_{сг} m_p [(m-1) \eta_{сг} \eta_p + (\lambda' - 1)] + m_{сг} (m - m_p) \eta_{сг} + m_p (m - m_{сг}) \eta_p - m \left(\frac{m_{сг} m_p}{m} \lambda' - 1 \right)}{m_{сг} m_p [(m+1) \eta_{сг} \eta_p + \lambda' - 1] + m_{сг} (m + m_p) \eta_{сг} + m_p (m + m_{сг}) \eta_p - m \left(\frac{m_{сг} m_p}{m^2} \lambda' - 1 \right)}. \quad (31)$$

и в случае несимметрии магнитопровода приемника

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{(m-1) (\eta_{сг} - \lambda') + \left(\frac{m}{m_{сг}} - 1 \right)}{(m+1) (\eta_{сг} - \lambda'') + \left(\frac{m}{m_{сг}} + 1 \right)}. \quad (32)$$

Для схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{(m-1) \eta_{сг} + \left(\frac{m}{m_{сг}} - 1 \right)}{(m+1) \eta_{сг} + \left(\frac{m}{m_{сг}} + 1 \right)}. \quad (33)$$

В формулах (32) — (33) обозначено:

$$\left. \begin{aligned} m &= \frac{X_{md}}{X_{mq}}; \quad m_{сг} = \frac{X_{сгd}}{X_{сгq}}; \quad m_l = \frac{X_{pd}}{X_{pq}}; \\ \eta_{сг} &= \frac{X_{сг} + X_{сг.п}}{X_{сгd}}; \quad \eta_p = \frac{X_{p.п}}{X_{pd}}; \\ \lambda' &= \frac{X_{md}^2}{X_{сгd} X_{pd}}; \quad \lambda'' = \frac{X_{ml}^2}{X_{сгd} X_{pl}^k}. \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

На рис. 8 приведены полученные из опыта значения коэффициентов m и $m_{сг}$ для вращающегося трансформатора с овальной поверхностью пакета статора. Как видно, даже для большой величины несимметрии m и $m_{сг}$ различаются не более чем на 5%.

Приняв $m_{сг} = m_p = m$, можно ошибки $\Delta\theta_{\max}$ вычислять по упрощенным формулам.

для схемы с замкнутой квадратурной обмоткой при несимметрии магнитопровода датчика

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{(m-1) \left(\eta_{сг} \eta_p + \frac{\lambda' - 1}{m} \right)}{(m+1) \left(\eta_{сг} \eta_p - \frac{\lambda' - 1}{m} \right) + 2(\eta_{сг} + \eta_p)} \quad (35)$$

и при несимметрии магнитопровода приемника

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{m-1}{m+1 + \frac{\eta_{сг} - \lambda''}{\eta_{сг}}}. \quad (36)$$

Для схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{m-1}{m+1 + \frac{2}{\eta_{сг}}}. \quad (37)$$

Ошибки схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой (рис. 5), вычисленные по полной формуле (33), практически совпадают с ошибками, полученными из опыта при $m=1,42$ и мало отличаются от ошибок, найденных по упрощенной формуле (37).

Если в цепях синхронизации нет внешних реактивных сопротивлений, что при однотипных сельси-

нах и малой несимметрии ($m \approx 1$) $\eta_{ст} \approx 1$ и ошибка равна:

$$\Delta\theta_{\max} \approx \arcsin \frac{m-1}{4}. \quad (38)$$

С увеличением индуктивных сопротивлений в цепи обмоток синхронизации величина $\eta_{ст}$ растет и ошибка стремится к величине

$$\Delta\theta_{\max} = \arcsin \frac{m-1}{2}. \quad (39)$$

При включении емкостных сопротивлений в цепи синхронизации ошибка сначала убывает и становится равной нулю [формула (33)], когда выполняется равенство:

$$\eta_{ст} = \frac{\frac{m}{m_{ст}} - 1}{m - 1}.$$

Так как $m \approx m_{ст}$, то можно считать, что $\eta_{ст} = 0$. Из опыта при $m = 1,42$ и $m_{ст} = 1,4$ значение $\eta_{ст} = -0,03$.

С увеличением емкостного сопротивления возрастает ошибка и согласно формуле (37) достигает максимума ($\pm 90^\circ$) при $\eta_{ст} = -\frac{1}{m}$ и $\eta_{ст} = -1$. В диапазоне значений $-1 < \eta_{ст} < -\frac{1}{m}$ схема неработоспособна.

При дальнейшем увеличении емкостного сопротивления $\eta_{ст} < -1$ ошибка вновь уменьшается и стремится к величине (39).

Ошибки сельсинной трансформаторной схемы с замкнутой квадратурной обмоткой при несимметрии магнитопровода датчика построены в зависимости от коэффициента η_p (рис. 6), а при несимметрии магнитопровода приемника — в зависимости от коэффициента λ'' (рис. 7).

Из (35) и (36) следует, что ошибки равны нулю, если при несимметрии датчика $\eta_p = \frac{1-\lambda'}{m\eta_{ст}}$, а при несимметрии приемника $\lambda'' = \eta_{ст}$. Если сельсины однотипны, а рассеяние магнитного потока обмоток статора и величина магнитной несимметрии невелики ($\lambda' \approx 1$) и в цепях синхронизации нет внешних реактивных сопротивлений ($\eta_{ст} \approx 1$), то $\eta_p \approx 0$, а $\lambda'' \approx 1$, т. е. ошибки в этом случае уменьшаются при замыкании квадратурной обмотки накоротко.

Этот вывод подтверждается экспериментом. Так, при $m = 1,42$ и $\eta_{ст} = 1,07$ в случае несимметрии датчика ($\lambda' = 0,86$) ошибка равна $51'$, а в случае несимметрии приемника ($\lambda'' = 0,923$) — $35'1''$. При разомкнутой квадратурной обмотке ошибка достигает 89° (рис. 5).

При увеличении внешних реактивных сопротивлений в цепях квадратурной обмотки ($\lambda'' \rightarrow 0$, $\eta_p \rightarrow \pm \infty$) ошибка зависит от $\eta_{ст}$ и стремится к ошибке схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой (37).

Для малой величины несимметрии $\lambda' \approx 1$, а без внешних реактивных сопротивлений в цепях синхронизации $\eta_{ст} \approx 1$, поэтому можно считать, что в случае резонанса ($\eta_p = -1$, $\lambda'' = \infty$) ошибка при несимметрии датчика (35) и приемника (36) почти вдвое больше ошибки схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой датчика (38).

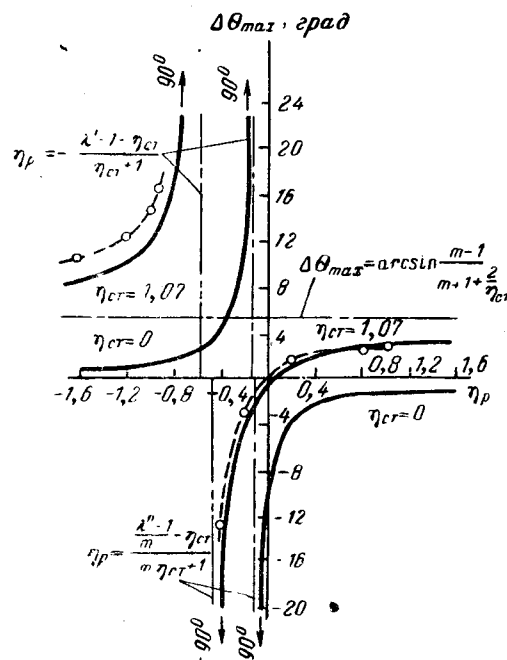


Рис. 6. Зависимость ошибки $\Delta\theta_{\max}$ от величины η_p при $m = 1,42$; $\lambda' = 0,86$; $\eta_{ст} = 0$ и $\eta_{ст} = 1,07$ для схемы с замкнутой квадратурной обмоткой датчика в случае несимметрии его магнитопровода.

— — расчет; — — о — — опыт.

Ошибка достигает максимума ($\pm 90^\circ$) [см. формулу (35)], когда при несимметрии датчика

$$\eta_p = -\frac{\lambda' - \eta_{ст} - 1}{\eta_{ст} + 1} \text{ и } \eta_p = \frac{\frac{\lambda' - 1}{m} - \eta_{ст}}{m\eta_{ст} + 1}, \quad (40)$$

а при несимметрии приемника

$$\lambda'' = 1 + \eta_{ст} \text{ и } \lambda'' = \frac{1}{m} + \eta_{ст}. \quad (41)$$

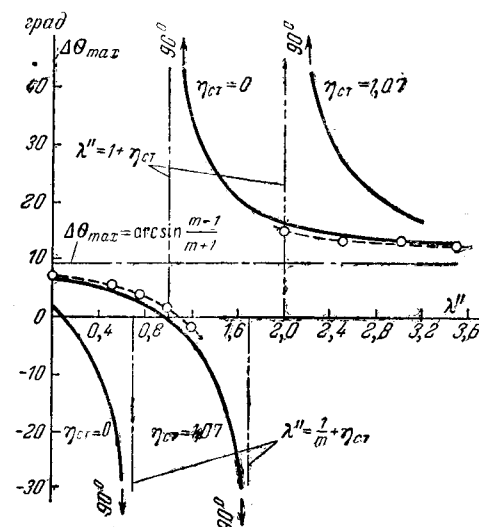


Рис. 7. Зависимость ошибок $\Delta\theta_{\max}$ от величины λ'' при $m = 1,42$; $\eta_{ст} = 0$ и $\eta_{ст} = 1,07$ для схемы с замкнутой квадратурной обмоткой датчика в случае несимметрии магнитопровода приемника.

— — расчет; — — о — — опыт.

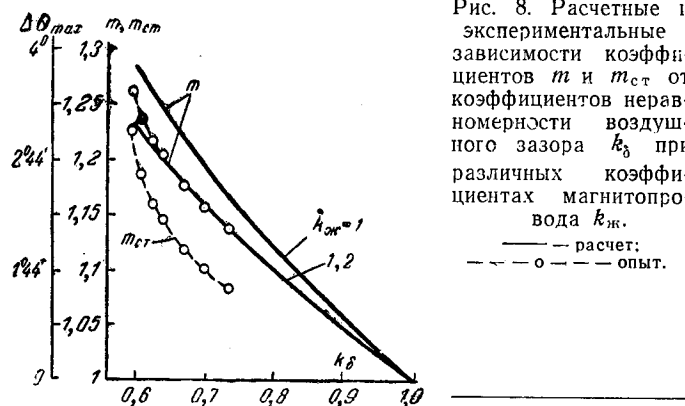


Рис. 8. Расчетные и экспериментальные зависимости коэффициентов m и $m_{ст}$ от коэффициентов неравномерности воздушного зазора k_δ при различных коэффициентах магнитопровода k_κ .
— расчет;
--- о --- опыт.

При промежуточных значениях η_p из (40) и λ'' из (41) эти схемы неработоспособны.

Найдем величины коэффициента несимметрии $m = \frac{X_{md}}{X_{mq}}$ реального сельсина при овальности внутренней поверхности пакета магнитопровода статора.

Эллиптическая неравномерность магнитной проводимости магнитопровода может быть достаточно точно выражена функцией

$$\lambda = \lambda_{cp}[1 + h \cos 2(\alpha + \vartheta)], \quad (42)$$

где

$$h = \frac{\lambda_{пер}}{\lambda_{cp}} \ll 1,$$

λ_{cp} — среднее значение магнитной проводимости;
 $\lambda_{пер}$ — амплитуда переменной составляющей магнитной проводимости;
 α — координата воздушного зазора;
 ϑ — начальный фазовый угол (см. рис. 2).

Сопротивления взаимной индукции обмоток статора и ротора по осям d и q магнитопровода пропорциональны амплитудам магнитных индукций, созданных обмотками a и b статора при совпадении их осей с осями d и q . Умножая н. с. $F \cos \alpha$ и $F \sin \alpha$ взаимно перпендикулярных обмоток статора a и b на функцию магнитной проводимости (42) и полагая $\vartheta = 0$, получим амплитуды основных пространственных гармоник магнитной индукции обмоток a и b :

$$B_{md} = F\lambda_{cp}\left(1 + \frac{1}{2}h\right); B_{mq} = F\lambda_{cp}\left(1 - \frac{1}{2}h\right). \quad (43)$$

Так как основное падение магнитного потенциала происходит в воздушном зазоре, то при рассмотрении овальности расточки пакета можно пренебречь неравномерностью магнитной проводимости самого пакета магнитопровода, но учесть сопротивление стали некоторым увеличением среднего значения воздушного зазора. Тогда

$$h = \frac{\delta_{пер}}{\delta_{cp}k_\kappa}, \quad (44)$$

где δ_{cp} — среднее значение воздушного зазора;

$$\delta_{cp} = \frac{1}{2}(\delta_{max} + \delta_{min}); \quad (45)$$

$\delta_{пер}$ — амплитуда переменной составляющей воздушного зазора

$$\delta_{пер} = \frac{1}{2}(\delta_{max} - \delta_{min}); \quad (46)$$

$\delta_{max}, \delta_{min}$ — наибольшее и наименьшее значения воздушного зазора;

k_κ — коэффициент, учитывающий магнитное сопротивление стали пакетов статора и ротора

$$k_\kappa = 1 + \frac{AW_\kappa}{AW_{cp}};$$

AW_κ — ампер-витки пакетов;

AW_{cp} — ампер-витки среднего значения воздушного зазора.

Переходя от B_{md} и B_{mq} (43) к сопротивлениям взаимной индукции X_{md} , X_{mq} и учитывая равенства (34), (44) — (46), получим:

$$m = \frac{k_\delta + \frac{2k_\kappa + 1}{2k_\kappa - 1}}{1 + \frac{2k_\kappa + 1}{2k_\kappa - 1}k_\delta}, \quad (47)$$

где $k_\delta = \frac{\delta_{min}}{\delta_{max}}$ — коэффициент неравномерности воздушного зазора.

На рис. 8 приведены, рассчитанные по (47), величины несимметрии m и дана шкала ошибок сельсинной трансформаторной схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой при отсутствии внешних реактивных сопротивлений в цепях обмоток синхронизации, вычисленных по (37) при $\eta_{ст} = 1$. Для проверки формулы (47) были экспериментально определены коэффициенты m при различной овальности пакета статора. При учете сопротивления стали коэффициентом $k_\kappa = 1,2$ расчетные и экспериментальные кривые практически совпадают. На рис. 8 даны также значения коэффициента $m_{ст}$ (34), которые мало отличаются от значений коэффициента m .

Для примера можно указать, что при среднем значении воздушного зазора $\delta_{cp} = 0,2$ мм и амплитуде переменной составляющей $\delta_{пер} = 0,02$ мм ($k_\delta = 0,818$) для коэффициента $k_\kappa = 1,2$ величина несимметрии $m = 1,094$ и ошибка схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой составляет $\Delta\theta_{max} = 1^\circ 19'$.

Выводы. 1. Равная несимметрия датчика и приемника создает в сельсинной трансформаторной схеме с разомкнутой квадратурной обмоткой датчика одинаковые ошибки, а в схеме с замкнутой квадратурной обмоткой — различные ошибки.

2. В общем случае ошибка зависит от величины и вида несимметрии, а также параметров замкнутых цепей синхронизации и квадратурной обмотки датчика (рассеяния магнитного потока, величины и характера собственных и внешних сопротивлений).

3. При несимметрии реактивных сопротивлений цепей синхронизации ошибка схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой датчика определяется величиной относительной несимметрии [см. формулу (21)].

Замыкание квадратурной обмотки накоротко при отсутствии внешних реактивных сопротивлений в цепях синхронизации тем больше увеличивает ошибку, чем меньше рассеяние магнитного потока замкнутых обмоток [см. формулу (19)]. При отсут-

ствии рассеяния магнитного потока ошибка почти удвоилась бы.

Ошибку можно значительно уменьшить, если включить в цепь квадратурной обмотки датчика емкостное сопротивление, равное примерно индуктивному сопротивлению обмотки.

4. Смещение осей обмоток синхронизации на угол ρ , величина которого в реальных вращающихся трансформаторах не превышает десятков минут, приводит в схеме с разомкнутой квадратурной обмоткой при отсутствии внешних реактивных сопротивлений и малом рассеянии магнитного потока к ошибкам, которыми можно пренебречь. При отсутствии рассеяния потока ошибка была бы равна нулю [см. формулу (27)].

Замыкание при этих условиях квадратурной обмотки накоротко или включение в ее цепь емкостного сопротивления, равного индуктивному сопротивлению обмотки, увеличивает максимальную ошибку до величины ρ [см. формулу (29)].

5. В случае несимметрии магнитопровода ошибка схемы с разомкнутой квадратурной обмоткой датчика при увеличении индуктивных сопротивлений цепей синхронизации стремится к удвоенному значению. Замыкание квадратурной обмотки накоротко значительно уменьшает ошибку, если в цепях обмоток синхронизации и квадратурной обмотки нет внешних реактивных сопротивлений, а рассеяние магнитного потока мало.

Включение при этих условиях в цепь квадратной обмотки емкостного сопротивления, примерно равного индуктивному сопротивлению обмотки, увеличивает ошибку.

6. Скомпенсировать полностью ошибку схемы подбором внешних реактивных сопротивлений в цепях синхронизации при смещении осей обмоток синхронизации нельзя, а в случае несимметрии магнитопровода можно только при совпадении осей обмоток синхронизации с осями магнитопровода d и q .

7. Результаты аналитического и экспериментального исследования показывают, что для рассмотренных видов несимметрии замыкание квадратурной обмотки на роторе датчика не является универсальным средством уменьшения ошибок сельсинной трансформаторной схемы и должно применяться с учетом типа конструкции сельсинов, причин ошибок и реальных условий применения.

Литература

1. Памфилов Р. К., О выборе типа сельсинов для трансформаторной дистанционной передачи угла, «Автоматика и телемеханика», 1962, № 6, т. XXIII.
2. Ахметжанов А. А., Системы передачи угла повышенной точности, изд-во «Энергия», 1966.
3. Памфилов Р. К., Динамический режим работы фазовращателей и вращающихся трансформаторов, «Электричество», 1964, № 10.

[18.12.1967]



УДК 621.314.5

Оценка конденсаторных устройств записания тиристоров

Г. Н. БУСАЛАЕВ и Г. К. ШВАРЦ

Ставрополь

Ряд устройств силовой преобразовательной техники нуждается в схемах, обеспечивающих разовое или периодическое запираение тиристоров в нужное по условиям работы этих устройств время. К таким устройствам относятся автономные инверторы, регуляторы постоянного тока, отключающие устройства постоянного тока, выпрямители с искусственной коммутацией. Для запираения тиристоров используется главным образом метод подключения предварительно заряженного конденсатора к тому или иному участку силовой цепи устройства, причем в большинстве случаев это подключение осуществляется специальным тиристором, запираение которого происходит при перезаряде коммутирующего конденсатора.

Коммутационные процессы в устройствах запираения тиристоров могут быть условно разделены на следующие этапы: заряд коммутирующего конденсатора; запираение основного (силового) тиристора; запираение тиристора, подключающего конденсатор.

Полностью проанализировать коммутационные процессы для всего многообразия схем запираения тиристоров [Л. 1—6] не представляется возможным, поэтому в статье рассматривается основная часть процесса коммутации — процесс запираения основного (силового) тиристора, что позволяет определить величину требуемой емкости коммутирующего конденсатора наиболее известных схем запираения и произвести их сравнительный анализ. Исходя из этого, ниже рассматриваются только части коммутирующих схем, необходимые для запираения основных тиристоров.

Для упрощения анализа применены обычные допущения:

потери в элементах преобразовательных устройств отсутствуют;

клапаны являются идеальными ключами;

во время коммутации ток нагрузки не успевает существенно изменить своей величины.

Устройства с подключением конденсатора параллельно запираемому тиристоры приведены на рис. 1.

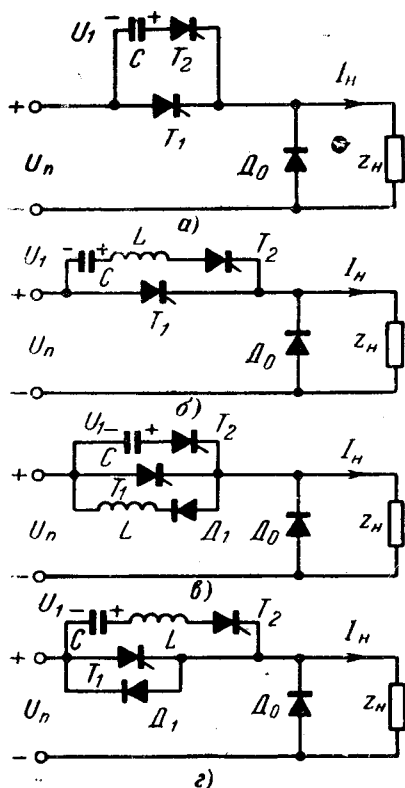


Рис. 1.

В наиболее широко известной схеме рис. 1,а при отпирании коммутирующего тиристора T_2 запирается основной тиристор T_1 , так как к нему оказывается приложенным отрицательное напряжение конденсатора C .

В течение времени

$$t_p = \frac{U_1 C}{I_n} \quad (1)$$

напряжение на конденсаторе C будет линейно уменьшаться от величины U_1 до нуля, и за это время основной тиристор должен восстановить свои управляющие свойства.

Из (1) определяем емкость коммутирующего конденсатора, при которой в течение времени t_b существует обратное напряжение на основном тиристоре:

$$C = \frac{I_{нтз} t_b}{U_1} = C_0. \quad (2)$$

Недостатками схемы рис. 1,а следует считать зависимость времени перезаряда коммутирующего конденсатора от тока на-

грузки, большую скорость нарастания тока через коммутирующий тиристор, а также увеличение потерь в тиристоре и уменьшение надежности его работы из-за отрицательного напряжения, приложенного к основному тиристору после его запирания.

Схема устройства, в котором приняты меры для уменьшения скорости

нарастания тока через коммутирующий тиристор, показана на рис. 1,б. Последовательно с коммутирующим конденсатором C включен реактор L , препятствующий мгновенной коммутации тока с основного тиристора T_1 на тиристор T_2 . При отпирании T_2 ток через коммутирующий контур CLT_2T_1C начнет нарастать по закону $i_c = I_m \sin \omega t$, где $I_m = U_1 \sqrt{\frac{C}{L}}$ и в момент времени t_k достигнет величины тока нагрузки I_n ; ток через T_1 в этот момент станет равным нулю.

Длительность времени коммутации

$$t_k = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_n}{I_m}.$$

В момент времени t_k напряжение на конденсаторе C , изменяющееся по закону $U_c = U_1 \cos \omega t$, станет равным:

$$U_k = U_1 \cos \left(\arcsin \frac{I_n}{I_m} \right) = U_1 \sqrt{1 - \left(\frac{I_n}{I_m} \right)^2}. \quad (3)$$

После прекращения протекания тока через тиристор T_1 конденсатор C будет разряжаться, и напряжение его изменится от U_k до нуля в течение времени

$$t_d = \frac{U_k C}{I_n}. \quad (4)$$

Примем

$$\frac{I_m}{I_n} = k. \quad (5)$$

Решив систему уравнений (3) — (5), найдем требуемую емкость коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{k}{\sqrt{k^2 - 1}} \frac{I_{нтз}}{U_1} = \frac{k}{\sqrt{k^2 - 1}} C_0. \quad (6)$$

Зависимость отношения $\frac{C}{C_0}$ от величины k приведена на рис. 2 (кривая 1). Из графика видно, что увеличение индуктивности L в коммутирующем устройстве (рис. 1,б) требует увеличения емкости коммутирующего конденсатора, а увеличивать индуктивность L необходимо для уменьшения скорости нарастания тока через коммутирующий тиристор при его отпирании, так как

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_1}{L}.$$

В коммутирующем устройстве рис. 1,б, как и в устройстве рис. 1,а, сохраняется сильная зависимость времени разряда коммутирующего конденсатора от тока нагрузки.

В коммутирующем устройстве рис. 1,в время перезаряда коммутирующего конденсатора мало изменяется при уменьшении тока нагрузки. Это достигается включением реактора L через диод D_1 параллельно основному тиристору. В этом устройстве при отпирании тиристора T_2 конденсатор C может перезарядаться по контуру CT_2D_1LC .

Процесс перезаряда конденсатора C описывается следующей системой уравнений, записанных в операторной форме:

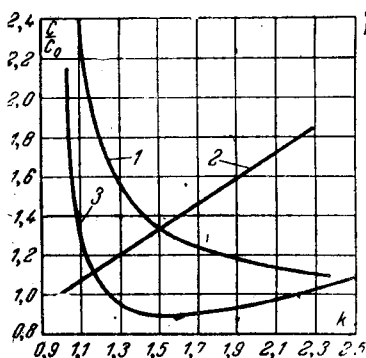


Рис. 2.

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_1}{p} &= \frac{i_c(p)}{pC} + pLi_L(p); \\ i_c(p) &= \frac{I_n}{p} + i_L(p); \\ U_c(p) &= \frac{U_1}{p} - \frac{i_c(p)}{pC}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Совместное решение системы (7) позволяет определить форму тока i_c через конденсатор и напряжение U_c на нем:

$$i_c(t) = U_1 \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t + I_n \cos \omega t; \quad (8)$$

$$U_c(t) = U_1 \cos \omega t - I_n \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega t. \quad (9)$$

Из (9) можно определить время t_n , в течение которого коммутирующий конденсатор полностью разрядится:

$$t_n = \frac{1}{\omega} \arctg \frac{U_1}{I_n} \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (10)$$

Амплитуда тока через коммутирующий конденсатор согласно (8) равна

$$I_m = \sqrt{I_n^2 + U_1^2 \frac{C}{L}}. \quad (11)$$

Решив совместно (5) и (11), найдем:

$$\frac{U_1}{I_n} \sqrt{\frac{C}{L}} = \sqrt{k^2 - 1}. \quad (12)$$

Величина емкости коммутирующего конденсатора C определяется из совместного решения уравнений (10) и (12):

$$C = \frac{\sqrt{k^2 - 1}}{\arctg \sqrt{k^2 - 1}} \frac{I_n t_n}{U_1} = \frac{\sqrt{k^2 - 1}}{\arctg \sqrt{k^2 - 1}} C_0. \quad (13)$$

На рис. 2 приведена зависимость отношения $\frac{C}{C_0}$ от коэффициента k (кривая 2), которая показывает, что при уменьшении индуктивности реактора L требуемая емкость коммутирующего конденсатора возрастает. Кроме того, в устройстве рис. 1, а скорость нарастания тока через коммутирующий тиристор не ограничена, что неблагоприятно сказывается на режиме его работы.

На рис. 1, б приведена схема коммутирующего устройства, в котором при соответствующем подборе параметров ограничивается скорость нарастания тока через коммутирующий тиристор и мало изменяется время перезаряда коммутирующего конденсатора при уменьшении тока нагрузки.

В этой схеме при отпирании тиристора T_2 ток через конденсатор изменяется по закону $i_c = U_1 \times \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t$. В момент времени t_k ток через конденсатор достигнет величины I_n , а ток через тиристор T_1 станет равным нулю. В интервале времени $t_k \div \left(\frac{\pi}{\omega} - t_k\right)$ через диод D_1 , шунтирующий основной тиристор, будет протекать ток, равный $U_1 \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t - I_n$, и в момент времени $\left(\frac{\pi}{\omega} - t_k\right)$, когда ток через кон-

денсатор C достигнет величины тока I_n , ток через диод D_1 перестанет протекать.

Таким образом, для восстановления управляемости основному тиристор T_1 предоставляется время, в течение которого протекает ток через диод D_1 . Учитывая, что $U_1 \sqrt{\frac{C}{L}} = I_m$, определим время:

$$t_n = \frac{1}{\omega} 2 \arccos \frac{I_n}{I_m}. \quad (14)$$

После преобразований выражения (14) находим требуемую величину емкости коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{k}{2 \arccos \frac{1}{k}} \frac{I_n t_n}{U_1} = \frac{k}{2 \arccos \frac{1}{k}} C_0, \quad (15)$$

зависимость которой от k приведена на рис. 2 (кривая 3).

Из рис. 2 видно, что при $k=1,55$ отношение $\frac{C}{C_0}$ имеет наименьшую величину, равную 0,9, т. е. устройство коммутирующего контура рис. 1, б позволяет при одних и тех же условиях и $2,2 > k > 1,24$ использовать конденсатор меньшей емкости и получать лучшие характеристики, чем в остальных рассмотренных выше схемах.

Устройства с подключением конденсатора параллельно нагрузке приведены на рис. 3, а и б. Для запираания основного тиристора T_1 необходимо, чтобы напряжение на конденсаторе C имело величину U_1 , большую напряжения U_n источника питания. В схеме рис. 3, а тиристор T_1 для восстановления управляемости будет предоставлено время от момента отпирания тиристора T_2 до момента разряда конденсатора C током нагрузки I_n до напряжения, равного U_n .

Величина емкости коммутирующего конденсатора определится из выражения:

$$C = \frac{1}{1 - \frac{U_n}{U_1}} \frac{I_n t_n}{U_1} = \frac{1}{1 - \frac{U_n}{U_1}} C_0. \quad (16)$$

Выражение (16) показывает, что при любых отношениях $1 > \frac{U_n}{U_1} > 0$ величина C больше емкости

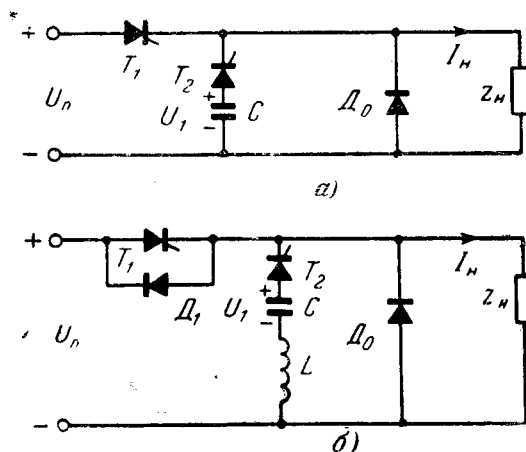


Рис. 3.

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_1}{p} &= \frac{i_c(p)}{pC} + pLi_L(p); \\ i_c(p) &= \frac{I_n}{p} + i_L(p); \\ U_c(p) &= \frac{U_1}{p} - \frac{i_c(p)}{pC}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Совместное решение системы (7) позволяет определить форму тока i_c через конденсатор и напряжение U_c на нем:

$$i_c(t) = U_1 \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t + I_n \cos \omega t; \quad (8)$$

$$U_c(t) = U_1 \cos \omega t - I_n \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega t. \quad (9)$$

Из (9) можно определить время t_n , в течение которого коммутирующий конденсатор полностью разрядится:

$$t_n = \frac{1}{\omega} \arctg \frac{U_1}{I_n} \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (10)$$

Амплитуда тока через коммутирующий конденсатор согласно (8) равна

$$I_m = \sqrt{I_n^2 + U_1^2 \frac{C}{L}}. \quad (11)$$

Решив совместно (5) и (11), найдем:

$$\frac{U_1}{I_n} \sqrt{\frac{C}{L}} = \sqrt{k^2 - 1}. \quad (12)$$

Величина емкости коммутирующего конденсатора C определяется из совместного решения уравнений (10) и (12):

$$C = \frac{\sqrt{k^2 - 1}}{\arctg \sqrt{k^2 - 1}} \frac{I_n t_n}{U_1} = \frac{\sqrt{k^2 - 1}}{\arctg \sqrt{k^2 - 1}} C_0. \quad (13)$$

На рис. 2 приведена зависимость отношения $\frac{C}{C_0}$ от коэффициента k (кривая 2), которая показывает, что при уменьшении индуктивности реактора L требуемая емкость коммутирующего конденсатора возрастает. Кроме того, в устройстве рис. 1, б скорость нарастания тока через коммутирующий тиристор не ограничена, что неблагоприятно сказывается на режиме его работы.

На рис. 1, г приведена схема коммутирующего устройства, в котором при соответствующем подборе параметров ограничивается скорость нарастания тока через коммутирующий тиристор и мало изменяется время перезаряда коммутирующего конденсатора при уменьшении тока нагрузки.

В этой схеме при отпирании тиристора T_2 ток через конденсатор изменяется по закону $i_c = U_1 \times \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t$. В момент времени t_k ток через конденсатор достигнет величины I_n , а ток через тиристор T_1 станет равным нулю. В интервале времени $t_k \rightarrow (\frac{\pi}{\omega} - t_k)$ через диод D_1 , шунтирующий основной тиристор, будет протекать ток, равный $U_1 \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t - I_n$, и в момент времени $(\frac{\pi}{\omega} - t_k)$, когда ток через кон-

денсатор C достигнет величины тока I_n , ток через диод D_1 перестанет протекать.

Таким образом, для восстановления управляемости основному тиристор T_1 предоставляется время, в течение которого протекает ток через диод D_1 . Учитывая, что $U_1 \sqrt{\frac{C}{L}} = I_m$, определим время:

$$t_n = \frac{1}{\omega} 2 \arccos \frac{I_n}{I_m}. \quad (14)$$

После преобразований выражения (14) находим требуемую величину емкости коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{k}{2 \arccos \frac{1}{k}} \frac{I_n t_n}{U_1} = \frac{k}{2 \arccos \frac{1}{k}} C_0, \quad (15)$$

зависимость которой от k приведена на рис. 2 (кривая 3).

Из рис. 2 видно, что при $k = 1,55$ отношение $\frac{C}{C_0}$ имеет наименьшую величину, равную 0,9, т. е. устройство коммутирующего контура рис. 1, г позволяет при одних и тех же условиях и $2,2 > k > 1,24$ использовать конденсатор меньшей емкости и получать лучшие характеристики, чем в остальных рассмотренных выше схемах.

Устройства с подключением конденсатора параллельно нагрузке приведены на рис. 3, а и б. Для запирания основного тиристора T_1 необходимо, чтобы напряжение на конденсаторе C имело величину U_1 , большую напряжения U_n источника питания. В схеме рис. 3, а тиристор T_1 для восстановления управляемости будет предоставлено время от момента отпирания тиристора T_2 до момента разряда конденсатора C током нагрузки I_n до напряжения, равного U_n .

Величина емкости коммутирующего конденсатора определится из выражения:

$$C = \frac{1}{1 - \frac{U_n}{U_1}} \frac{I_n t_n}{U_1} = \frac{1}{1 - \frac{U_n}{U_1}} C_0. \quad (16)$$

Выражение (16) показывает, что при любых отношениях $1 > \frac{U_n}{U_1} > 0$ величина C больше емкости

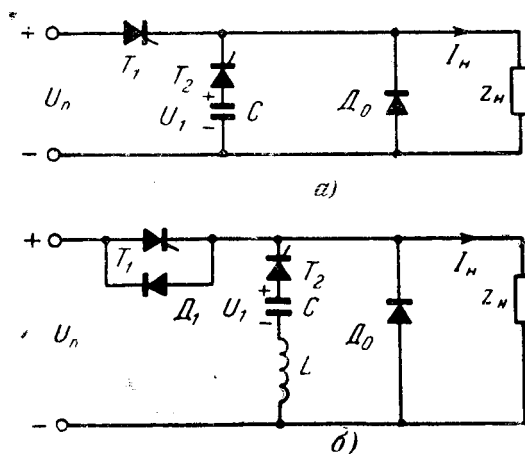


Рис. 3.

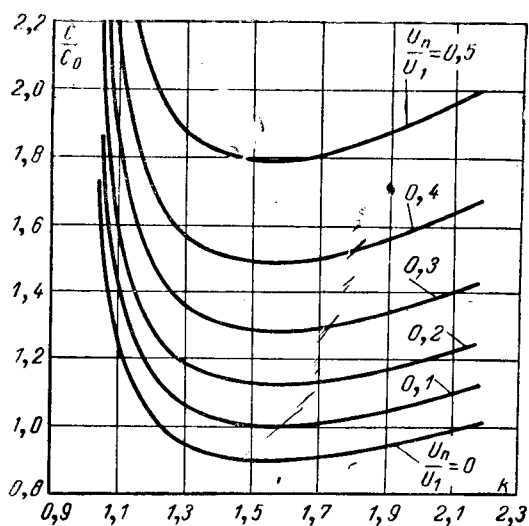


Рис. 4.

C_0 , причем тем больше, чем меньше разность напряжений U_1 и U_n . Кроме того, в этом устройстве при уменьшении тока нагрузки время разряда конденсатора увеличивается.

В схеме рис. 3,б время перезаряда коммутующего конденсатора мало зависит от тока нагрузки; скорость нарастания тока через коммутующий тиристор ограничена. Амплитудное значение тока через коммутующий конденсатор для этой схемы определяется из выражения:

$$I_m = (U_1 - U_n) \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

В остальном же процесс запираания основного тиристора протекает как и в схеме рис. 1,а. С учетом (14) можно определить величину емкости коммутующего конденсатора

$$C = \frac{k}{2 \left(1 - \frac{U_n}{U_1}\right) \arccos \frac{1}{k}} \frac{I_n t_m}{U_1} = \frac{k}{2 \left(1 - \frac{U_n}{U_1}\right) \arccos \frac{1}{k}} C_0. \quad (17)$$

На рис. 4 приведены зависимости отношения $\frac{C}{C_0}$ от k при различных $\frac{U_n}{U_1}$. Рисунок показывает: наименьшая величина емкости требуется при $k=1,55$; чем больше отношение $\frac{U_n}{U_1}$, тем больше требуемая емкость коммутующего конденсатора.

Устройства с подключением конденсатора параллельно реактору, установленному последовательно с запираемым тиристором, приведены на рис. 5,а и б, отличаются друг от друга тем, что в схеме рис. 5,б коммутующий конденсатор подключается к дополнительной обмотке реактора, что позволяет согласовать параметры коммутующего конденсатора и коммутующего тиристора с параметрами основной цепи. Рассмотрим более подробно работу схемы рис. 5,а. Напряжение U_1 должно быть

больше U_n , тогда при отпирании коммутующего тиристора T_2 конденсатор C подключается параллельно реактору L , и к основному тиристорному T_1 прикладывается обратное напряжение, равное разности напряжений коммутующего конденсатора и источника питания. К тому моменту, когда напряжение на конденсаторе уменьшится до U_n , основной тиристор T_1 должен восстановить свою управляемость.

Запишем в операторной форме систему уравнений, отражающую процесс перезаряда коммутующего конденсатора:

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_1}{p} &= pLi(p) - LI_n + \frac{i(p)}{pC}; \\ U_c(p) &= -\frac{U_1}{p} + \frac{i(p)}{pC}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Решив ее, определим ток через конденсатор и напряжение на нем:

$$i(t) = U_1 \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t + I_n \cos \omega t; \quad (19)$$

$$U_c(t) = -U_1 \cos \omega t + I_n \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega t. \quad (20)$$

В соответствии с (19) амплитуда тока через конденсатор в этой схеме, как и в схеме на рис. 1,б определяется уравнением (11). Приняв $U_c(t)$ в (20) равным U_n , определим с учетом (11) и (12) величину требуемой емкости коммутующего конденсатора

$$C = \frac{\sqrt{k^2 - 1}}{\arctg \sqrt{k^2 - 1} - \arcsin \frac{U_n}{U_1} \frac{\sqrt{k^2 - 1}}{k}} C_0. \quad (21)$$

Зависимости отношения $\frac{C}{C_0}$ от коэффициента $k = \frac{I_m}{I_n}$ при разных значениях отношения $\frac{U_n}{U_1}$, приведенные на рис. 6, показывают, что при всех $k > 1$ и $\frac{U_n}{U_1} > 0$ отношение $\frac{C}{C_0} > 1$, причем это отношение тем больше, чем больше $\frac{U_n}{U_1}$ и k .

К достоинствам этих схем коммутации тиристор-ов можно отнести практически мгновенное прекращение подачи энергии в цепь нагрузки и малую зависимость времени перезаряда коммутующего конденсатора от величины тока нагрузки.

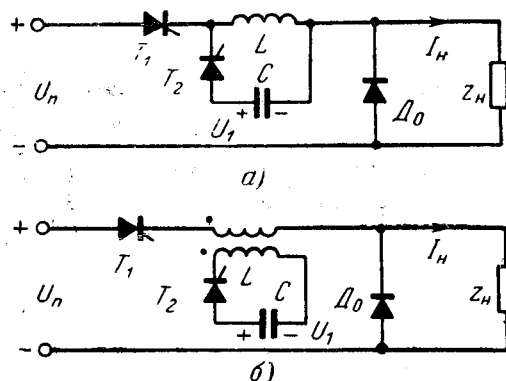


Рис. 5.

Устройства с подключением конденсатора к соединенным последовательно нагрузке и запираемому тиристоры приведены на рис. 7, а, б и в. Необходимым элементом этих схем является реактор L_k , ограничивающий толчки тока в цепи источника питания.

При анализе этих схем предполагаем, что индуктивность реактора L_k достаточно велика и изменением тока через реактор во время коммутации можно пренебречь; ток, протекающий через реактор L_k , равен току нагрузки I_n .

В схеме рис. 7, а при отпирании тиристора T_2 мгновенно прекращается ток через основной тиристор T_1 , к которому прикладывается напряжение конденсатора C .

Для восстановления управляемости основному тиристоры предоставляется время разряда конденсатора C током I_n реактора L_k до напряжения, равного нулю. Требуемая для восстановления управляемости основного тиристора емкость коммутирующего конденсатора равна:

$$C = \frac{I_n t_n}{U_1} = C_0.$$

Процесс запираания основного тиристора в схеме рис. 7, б протекает иначе. Здесь при отпирании тиристора T_2 тиристор T_1 не запирается до тех пор, пока коммутирующий конденсатор C не разрядится до нуля через реактор L и тиристор T_2 . В течение этого времени ток через диод D_1 не протекает. В момент, когда напряжение на конденсаторе C станет равным нулю, ток через конденсатор, изменяющийся по закону $i_c = I_m \sin \omega t$ достигнет величины $I_m = U_1 \sqrt{\frac{C}{L}}$. В этот момент основной тиристор запирается, а процесс перезаряда коммутирующего конденсатора опишется уравнениями в операторной форме

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_n}{p} + i_c(p) &= i_L(p); \\ \frac{i_c(p)}{pC} + pLi_L(p) - LI_n &= 0; \\ U_c(p) &= \frac{i_c(p)}{pC}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Из (22) определяем:

$$i_L(t) = I_n + (I_m - I_n) \cos \omega t; \quad (23)$$

$$U_c(t) = (I_m - I_n) \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega t. \quad (24)$$

Ток через тиристор T_2 прекратится в момент времени t_k , который определяется из (23):

$$t_k = \frac{1}{\omega} \arccos \frac{I_n}{I_m - I_n}. \quad (25)$$

Подставляя t_k , определяемое из (25), в (24), находим величину напряжения U_{ck} на коммутирующем конденсаторе в момент запираания тиристора T_2 :

$$U_{ck} = (I_m - I_n) \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{I_n}{I_m - I_n} \right)^2}.$$

Напряжение U_{ck} будет иметь полярность, обратную изображенной на рис. 7, б. Только после запираания T_2 к основному тиристоры будет приложено

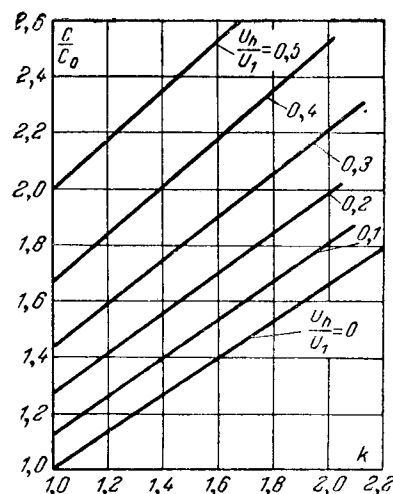


Рис. 6.

обратное напряжение. Время, предоставляемое тиристорам для восстановления управляемости, определяется временем разряда коммутирующего конденсатора током I_n от напряжения U_{ck} до нуля:

$$t_n = \frac{U_{ck} C}{I_n}. \quad (26)$$

На основании (26) после соответствующих преобразований находим требуемую величину емкости коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2}{k}}} \frac{I_n t_n}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2}{k}}} C_0. \quad (27)$$

Зависимость $\frac{C}{C_0}$ от k приведена на рис. 8, который показывает, что $C > C_0$, причем с ростом k отношение $\frac{C}{C_0}$ уменьшается.

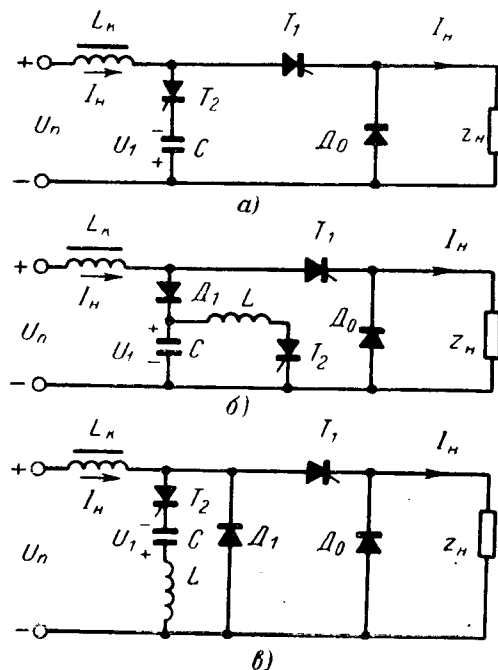


Рис. 7.

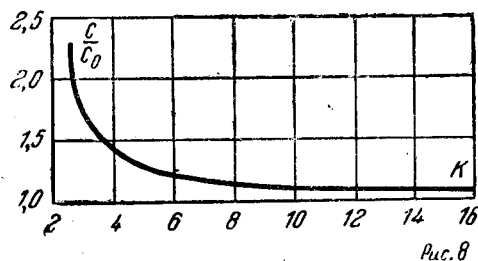


Рис. 8.

Анализ схем рис. 7,а и б показывает, что время перезаряда коммутирующего конденсатора при уменьшении тока нагрузки быстро увеличивается. Этому недостатка не имеет устройство коммутации на рис. 7,в, в котором после отпирания тиристора T_2 ток через коммутирующий конденсатор изменяется по закону $i_c = I_m \sin \omega t$. В момент t_k , когда ток через конденсатор C достигнет величины I_n , основной тиристор T_1 запирается, и через диод D_1 протекает ток $I_m \sin \omega t - I_n$. В момент времени $\left(\frac{\pi}{\omega} - t_k\right)$ ток через конденсатор C вновь достигает величины I_n и диод D_1 запирается. В интервале времени $t_k \div \left(\frac{\pi}{\omega} - t_k\right)$, пока открыт диод D_1 , к основному тиристор T_1 не прикладывается положительного напряжения и тиристор может восстановить свою управляемость.

Требуемая величина емкости коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{k}{2 \arccos \frac{1}{k}} C_0. \quad (28)$$

Результаты анализа процесса запираания тиристор в схемах с различными способами подключения конденсаторов свидетельствуют об особенностях каждой из рассмотренных схем, которые должны учитываться при конструировании преобразовательных устройств на тиристорах.

На величину требуемой емкости коммутирующего конденсатора оказывает влияние и величина остаточного накопленного заряда $Q_{ост}$ в тиристоре, так как протекание обратного тока через тиристор приводит к разряду конденсатора. С учетом этого явления выражение (2) примет вид:

$$C = \frac{I_n t_b + Q_{ост}}{U_1}.$$

Расчеты требуемой емкости коммутирующего конденсатора показали, что увеличение емкости конденсатора при учете величины $Q_{ост}$ не превышает нескольких процентов. В связи с этим в большинстве практических случаев можно не учитывать влияния остаточного накопленного заряда в тиристоре на оценку требуемой емкости коммутирующего конденсатора.

Принятые обозначения:

T_1 — основной тиристор преобразовательного устройства;

T_2 — коммутирующий тиристор, обеспечивающий подключение коммутирующего конденсатора;

z_H — нагрузка;

D_0 — диод, через который протекает ток нагрузки после окончания процесса коммутации;

C — коммутирующий конденсатор;

L — коммутирующий реактор;

U_n — напряжение источника питания;

U_1 — напряжение, до которого заряжен коммутирующий конденсатор перед процессом запираания основного тиристора;

I_m — амплитудное значение тока через коммутирующий конденсатор;

$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — круговая частота собственных колебаний коммутирующего контура;

t_b — время, предоставляемое тиристору для восстановления его управляемости.

Литература

1. Кремниевые управляемые вентили-тиристоры, Технический справочник. Пер. с англ. под ред. В. А. Лабунцова и А. Ф. Свиридова, изд-во «Энергия», 1964.
2. Schüssler P., Eckermann G., Gleichstrom-Leistungsregelung mit Stromimpulsen, Elektrotechnische Zeitschrift-B, Band 15, Heft 14, 1963.
3. Von Emil C., Stromrichter und chemische Stromquellen, Vereins deutscher Ingenieure Zeitschrift, Band 106, № 34, 1964.
4. Метелкин Б. А., О применении искусственной коммутации тока в двухполупериодных схемах с нулевым выводом, «Электротехника», 1965, № 3.
5. Hultstrand K. A., Static adjustable frequency drives, Control Engineering, 1964, Volyme 11, Number 4.
6. Сандлер А. С., Гусяцкий Ю. М. и Щукин Г. А., Импульсные регуляторы напряжения на тиристорах, «Электричество», 1966, № 7.

[13.3.1967]



Определение статических и динамических свойств дугового автомата типа АРНД методом корневого годографа

Канд. техн. наук, доц. Л. Е. АЛЕКИН

Московское высшее техническое училище

и канд. техн. наук Н. А. ИЛЬЕНКО

Пермский политехнический институт

Автоматические регуляторы напряжения дуги (АРНД), в которых используется обратная связь по напряжению дуги, применяются в практике аргонодуговой сварки вольфрамовым электродом. В частности, они получили широкое распространение при сварке металлов малых толщин на весу. В общем случае источником питания может быть генератор или выпрямитель, а система АРНД — релейной, импульсной или непрерывной.

Необходимое качество регулирования может быть обеспечено выбором параметров АРНД и источника питания. При этом изолированное рассмотрение автомата может привести к ошибке, так как дуга и шов участвуют в общем замкнутом контуре регулирования. Свойства дуги определяют характер регулирования, а изменение положения ванны при изменении энергетических параметров сварки вызывает изменение длины дуги, осуществляя обратную связь от шва по регулируемому параметру (рис. 1). Рассмотрение замкнутой системы источник — автомат — дуга — шов (ИАДШ) позволяет провести анализ статики и динамики системы регулирования непосредственно от возмущения к шву,

неаризовать процесс. С этой целью достаточно выбрать численные значения коэффициентов нелинейных звеньев системы в соответствии с режимом сварки. Незначительный люфт и небольшая зона нечувствительности АРНД также могут не учитываться при исследовании системы, при условии последующей проверки их влияния на возникновение автоколебаний [Л. 3].

Задача исследования состоит в оценке влияния коэффициента усиления

$$k_y = k_{yn} k_{ym}$$

системы АРНД (рис. 2) на изменение ослабления шва h_0 (рис. 1) в статике и динамике при возмущении по длине дуги l_d и сварке нержавеющей стали толщиной 0,2 мм [Л. 2] автоматом типа АСТЭ-7 [система АРНД непрерывного регулирования с электронным усилителем ($T_y \approx 0$), источник питания ИП-50 ($T_{nc} = 0$) [Л. 4].

Исследование проводится в следующем порядке:

1. Определяется передаточная функция замкнутой системы по исследуемому входу и выходу (рис. 2):

$$W_0(p) = \frac{k_d p (T_a p + 1) (k_{nc} k_{h_0 T} + k_{h_0 H})}{p (T_a p + 1) (T_{ин} p + 1) + k_d k_y k_a k_m (T_{ин} p + 1) k_d p (T_a p + 1) (k_{nc} k_{h_0 T} + k_{h_0 H})}, \quad (1)$$

который является главным объектом регулирования.

Для исследования статических и динамических свойств системы ИАДШ по функциональной схеме (рис. 1) была составлена полная структурная схема.

Предварительными исследованиями выявлено, что обгорание вольфрамового электрода практически не влияет на изменение длины дуги. Электромагнитная постоянная времени цепи якоря двигателя T_a очень мала по сравнению с электромеханической T_m , что позволяет рассматривать электродвигатель, как инерционное звено. С учетом этого была получена упрощенная структурная схема системы ИАДШ (рис. 2), являющаяся основой для проведения исследований. Анализ качества регулирования системы производился методом корневого годографа.

Известно, что метод корневого годографа позволяет решать задачи анализа и синтеза линейных систем автоматического регулирования [Л. 1].

Система ИАДШ, строго говоря, нелинейна в основном из-за нелинейного характера зависимостей геометрических размеров шва от энергетических параметров сварки [Л. 2]. Однако отсутствие разрывных неоднозначных и резко изгибающихся зависимостей и справедливость уравнения в течение всего интервала времени регулирования позволяет при реально возможных величинах возмущений ли-

при этом $k_{до} = -1$ (отрицательная обратная связь).

2. Определяется эквивалентная передаточная функция разомкнутой системы по исследуемому параметру k_y . Это достигается приравниванием характеристического полинома замкнутой системы нулю и представлением уравнения в виде

$$k_y P(p) + Q(p) = 0,$$

откуда

$$W_0(p) = \frac{k_y P(p)}{Q(p)} = \frac{k_y \cdot 550 \cdot 0,6 \cdot 0,003 (0,12p + 1)}{p(0,2p + 1)(0,12p + 1) + 0,6p(0,2p + 1)} \times \frac{1}{[-0,04 \cdot 0,03 + (-0,024)]} = \frac{k_y (0,12p + 1)}{p(0,2p + 1)(0,12p + 1)}, \quad (2)$$

при этом $T_a = 0,2$ сек; $k_a = 550$ сек⁻¹ в⁻¹ (электродвигатель типа МН-145А); $k_m = 0,003$ мм·сек; $k_{nc} = -0,04$ а·в⁻¹; $k_{h_0 T} = 0,03$ мм·а⁻¹; $k_{h_0 H} = -0,024$ мм·в⁻¹ [Л. 2]; $k_d = 0,6$ в·мм⁻¹; $T_{ин} = T_{инт} = 0,12$ сек [Л. 5].

3. Уравнение $W_0(p)$ приводится к виду

$$W_0(p) = k_y \frac{(p - 8,35)}{p(p - 5)(p - 8,35)}. \quad (3)$$

4. Строится корневой годограф (рис. 3).

5. Значение исследуемого параметра k_y , соот-

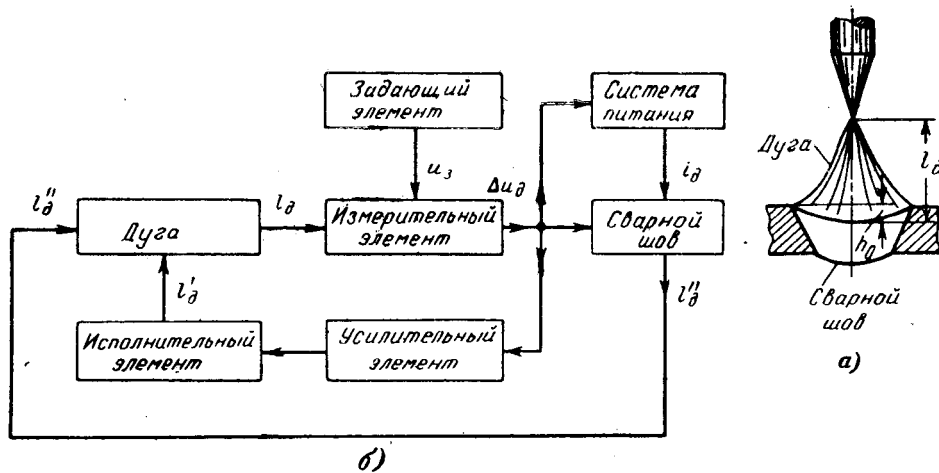


Рис. 1. Функциональная схема системы ИАДШ.

ветствующее комплексному корню p_1 на данной ветви корневого годографа находится по формуле:

$$k_y = \frac{1}{c} \frac{l_1 l_2 l_3}{l_1^0}, \quad (4)$$

где l_1, l_3, l_1^0 — длины соответствующих векторов (рис. 3); c — коэффициент, получающийся при приведении уравнения (2) к виду (3).

Аналогично можно определить значение k_y на любой другой ветви корневого годографа.

6. По виду корневого годографа можно сразу судить об устойчивости системы. Критическое значение k_y определяется точкой пересечения ветви годографа с мнимой осью. Согласно рис. 3 система устойчива при значениях $k_y = 0 \div \infty$.

7. Определение показателей качества регулирования системы для исследуемого значения k_y производится по переходной характеристике. При $k_y = 10$ значения корней характеристического полинома, определенные по корневному годографу будут равны: $p_1 = -2,5 + 6,5j$, $p_2 = -2,5 - 6,5j$ и $p_3 = -8,35$.

Поэтому передаточная функция замкнутой системы может быть представлена в виде

$$W_o(p) = \frac{-0,125p(p+5)}{(p+2,5-6,5j)(p+2,5+6,5j)(p+8,35)}. \quad (5)$$

Переходная характеристика системы рассчитывается по формуле:

$$h_o(t) = \frac{G(0)}{H_o(0)} + \sum_{k=1}^n \frac{G(p_k) e^{p_k t}}{p_k H'_o(p_k)}. \quad (6)$$

Вычисления удобно производить, пользуясь значениями длин и углов векторов, взятыми из чертежа корневого годографа (рис. 3), на котором для $k_y = 10$ нанесены полюсы $p_{1,2} = -2,5 \pm 6,5j$, $p_3 = -8,35$ и нули $N_1 = 0$ и $N_2 = -5$ (согласно функции $W_o(p)$). Первое слагаемое переходной характеристики для $p_1 = -2,5 + 6,5j$ находится следующим образом [Л. 1].

Обозначим

$$\frac{G(p_1)}{p_1 H'_o(p_1)} = A_1 e^{j\phi_1},$$

где

$$A_1 = \frac{-0,125 L_1^0 L_2^0}{L_1 L_2 L_3} = -0,0075;$$

$$\phi_1 = \Phi_1^0 + \Phi_2^0 - \theta_1 - \Phi_1 - \Phi_2 = -68^\circ.$$

Второе слагаемое для $p_2 = -2,5 - 6,5j$ дает выражение, сопряженное с первым. Оба слагаемые вместе дают колебательную составляющую

$$2A_1 e^{-\sigma_1 t} \cos(\omega_1 t + \phi_1) = 2 \cdot 0,0075 e^{-2,5t} \cos(6,5t - 68^\circ). \quad (7)$$

Аналогично вычисляя третье слагаемое для $p_3 = -8,35$, получаем выражение переходной характеристики:

$$h_o(t) = -2 \cdot 0,0075 \cdot e^{-2,5t} \cdot \cos(6,5t - 68^\circ) + 0,0055 e^{-8,35t}. \quad (8)$$

График $h_o(t)$ представляет собой изменение ослабления шва в переходном процессе при отработке возмущения l_d (рис. 4).

8. Из выражений (5) и (6) следует, что статическая ошибка системы по шву равна нулю.

Однако в связи с наличием зоны нечувствительности равной $\pm 0,25\sigma$, общая статическая ошибка автомата будет отлична от нуля:

$$\Delta h_o = \Delta h_{од} + \Delta h_{онч} = \pm \Delta u_d (k_{пс} k_{h_o T} + k_{h_o H}) = \mp 0,0063 \text{ мм.}$$

По аналогичной методике были рассчитаны переходные процессы и статические ошибки по напряжению дуги u_d , току дуги i_d , ширине шва B , глубине проплавления $H_{п}$ и усилению h_y при воздействии на систему двух реально возможных возмущений по длине дуги l_d и напряжению сети $\tilde{u}_c$.

Возможность линеаризации системы ИАДШ и расчете ее методом корневого годографа проверена контрольными экспериментами на автомате АСТЭ-7 при сварке стали 1Х18Н9Т толщиной 0,2 и 1,0 мм.

Расчетные и опытные переходные характеристики по ослаблению шва h_o и рассогласованию длины дуги $\epsilon(t)$ в относительных единицах приведены на рис. 4. Расчетное время переходного процесса составляет 0,9 сек. В действительности из-за нали-

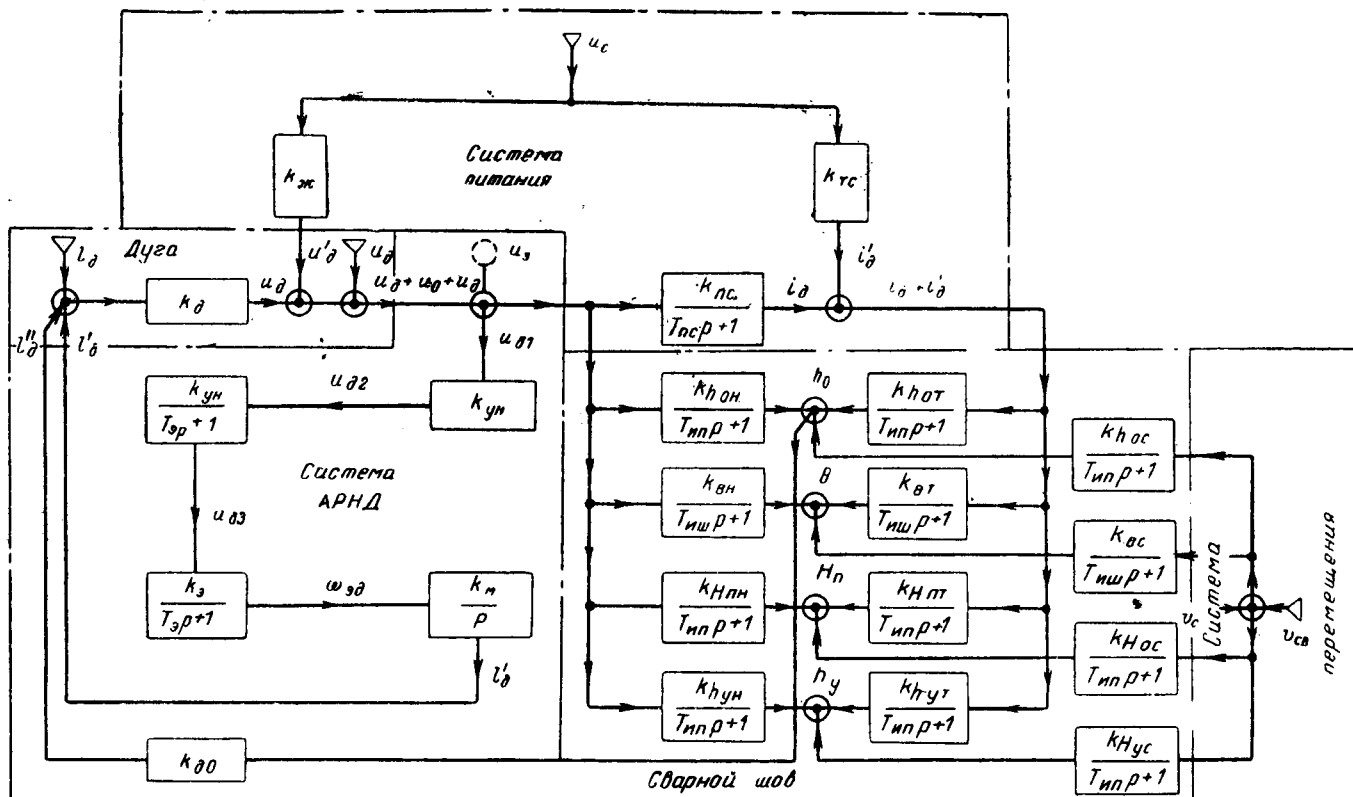


Рис. 2. Упрощенная структурная схема системы ИАДШ при сварке на весу.

k_d — коэффициент дуги; k_{yn} , k_{um} , k_ω , k_m — коэффициенты звеньев системы АРНД; k_{pc} , k_{nc} , k_{tc} — коэффициенты звеньев питающей системы; $k_{hон}$, $k_{hот}$, $k_{hнп}$, $k_{hнш}$ — технологические коэффициенты сварного шва; T_y — постоянная времени усилителя мощности; T_{pc} — постоянная времени источника питания; $T_{ип}$, $T_{иш}$ — постоянные времени проплавления металла по глубине и ширине шва; $\tilde{u}_c$, $\tilde{u}_d$, $\tilde{l}_d$, $\tilde{v}_c$ — возмущения по напряжению сети, напряжению дуги, длине дуги и скорости сварки.

чия зоны нечувствительности переходный процесс заканчивается уже через 0,8 сек. Частота отработки — 1,04 гц. Величина выброса составляет по ослаблению шва — 30%, по длине дуги — 47%.

Сравнение опытных и расчетных данных по статическим ошибкам произведено для двух возмущений — по длине дуги $\tilde{l}_d$ и напряжению сети $\tilde{u}_c$ и приведено в таблице. Расчетные и опытные данные удовлетворительно согласуются между собой.

Ступенчатое возмущение	Сравниваемый параметр	Чувствительность системы, в	Статические ошибки			
			Толщина стали, мм			
			0,2		1,0	
			расчет	опыт	расчет	опыт
$\tilde{l}_d = +2 \text{ мм}$	$\Delta u_d, \text{ в}$	$\pm 0,25$	-0,25	-0,27	—	—
$\tilde{u}_c = -30 \text{ в}$	$\Delta u_d, \text{ в}$	$\pm 0,25$	0	0	—	—
—	$\Delta i_d, \text{ а}$	—	1,0	1,2	11	12
—	$\Delta L_d, \text{ мм}$	—	0,9	1,0	0	0
—	$\Delta B, \text{ мм}$	—	—	—	0,26	0,3
—	$\Delta H_{п}, \text{ мм}$	—	—	—	0,3	0,35
—	$\Delta h_y, \text{ мм}$	—	—	—	0,02	0,02

Структурная схема АРНД и методы анализа статических и динамических свойств системы могут найти применение не только при расчете автоматических регуляторов процесса дуговой сварки, но и в других случаях, например, при расчете регуляторов дуговых плавильных печей, а также устройств

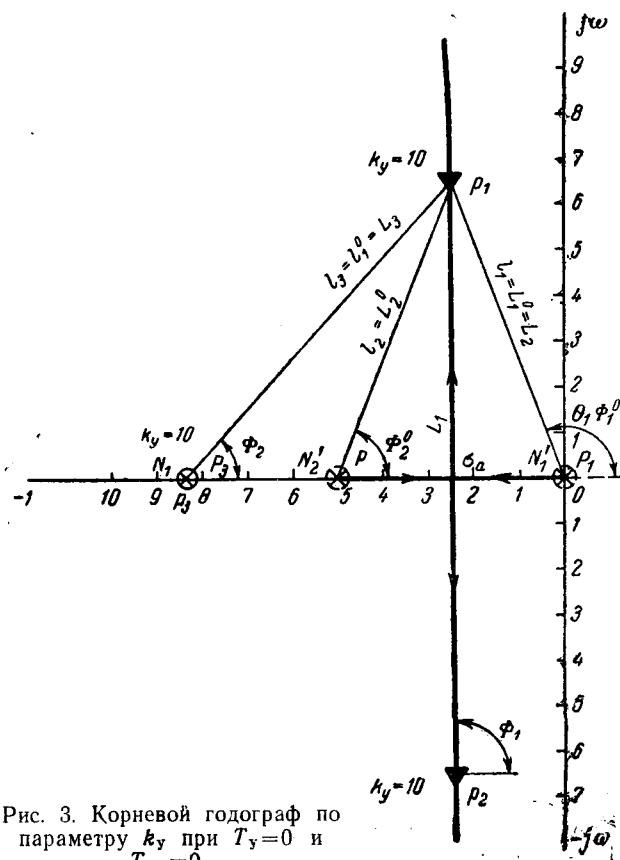


Рис. 3. Корневой годограф по параметру k_y при $T_y=0$ и $T_{pc}=0$.

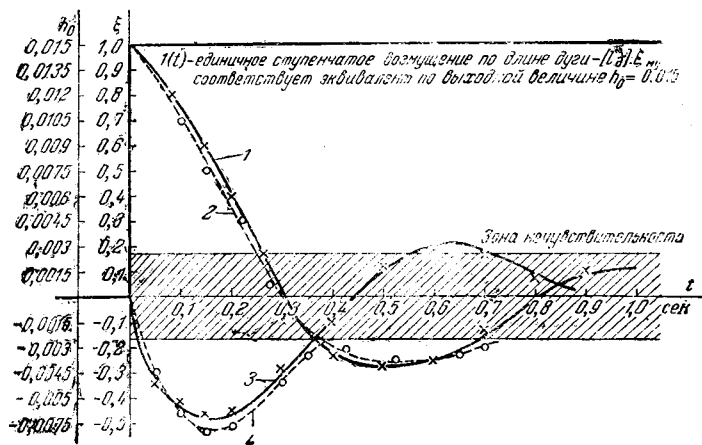


Рис. 4. Расчетные и опытные переходные характеристики.
1 — расчетная кривая $e(t)$; 2 — опытная кривая $e(t)$; 3 — расчетная кривая $h_0(t)$; 4 — опытная кривая $h_0(t)$.

для электронской обработки металлов и электрохимической резки, где источником разогрева и плавления металла является дуга или искра.

Выводы. 1. Замкнутая система ИАДШ является нелинейной. Нелинейность ее обусловлена главным образом нелинейной зависимостью геометрических размеров шва от энергетических параметров режима сварки.

2. Для наиболее распространенных систем АРНД, выполненных по схеме непрерывного регулирования, система может быть рассмотрена как линейная.

3. Линеаризация системы основана на выборе значений коэффициентов звеньев, соответствующих режиму сварки, для которого производится расчет системы. Значения коэффициентов определяются заранее опытным путем.

4. Расчет линеаризованной замкнутой системы ИАДШ методом корневого годографа дает вполне удовлетворительные результаты.

Литература

1. Удерман Э. Г., Метод корневого годографа в теории автоматического управления, изд-во «Энергия», 1963.
2. Алекин Л. Е. и Ильенко Н. А., Влияние параметров режима и точности сборки соединения на формирование кольцевого шва на весу, «Автоматическая сварка», 1967, № 1.
3. Попов Е. П. и Пальтов И. П., Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем, 1960.
4. Гума В. В., Дедков Л. К. и Талаболина В. И., Источники питания типа ИП, сб. «Сварочные выпрямители», 1965.
5. Ильенко Н. А., О динамике регулирования при дуговой сварке на весу тонколистовой стали, «Сварочное производство», 1967, № 3.

[18.10.1967]



УДК 62-83:531.3

О динамике электропривода постоянного тока с упругой связью

Доктор техн. наук, проф. Л. И. ЦЕХНОВИЧ

Днепропетровск

Неразрывность динамических явлений в электроприводе и в машине требует, чтобы строгая постановка задачи о переходном процессе строилась на представлении о единой системе, составленной из привода и машины, элементы которой всегда обладают упругими свойствами. Такой подход характерен для ряда исследований, проведенных в последнее время по теории электропривода и теории упругих колебаний [Л. 1].

Однако инженерные расчеты электропривода обычно строятся в предположении, что механические элементы системы не деформируются. Результаты большинства таких расчетов не противоречат действительности, а раздельное рассмотрение электрических и упругих явлений выгодно отличается от совместного своей простотой. Поэтому представляет интерес отыскать критерии, позволяющие судить о законности раздельного анализа или, наоборот, о необходимости совместного.

В статье рассматриваются такие критерии, сначала для одной из простейших систем, а затем для более общего случая.

Рассмотрим систему (рис. 1), состоящую из генератора G , двигателя D , приведенной массы P исполнительных элементов машины и упругой механической связи между D и P .

В качестве исходных уравнений переходного процесса запишем уравнение электрического равновесия для цепи якорей:

$$L \frac{dI}{dt} + rI + E_0 = E_r \quad (1)$$

и уравнения движения масс D и P :

$$M_1 - M_2 = J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = J_1 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2}, \quad (2)$$

$$M_2 - M_3 = J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = J_2 \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2}. \quad (3)$$

Рассматривая электрические и механические явления в их реальной взаимосвязи, уравнения (1)–(3) следует решать совместно. Сделаем это следующим образом.

Сначала рассмотрим движение якоря электродвигателя. Воспользуемся соотношениями

$$M_1 = k_M I; \quad (4)$$

$$E_d = k_E \omega_1 = k_E \frac{d\varphi_1}{dt}. \quad (5)$$

В четырех равенствах (1), (2), (4) и (5) пять неизвестных: I , E_d , φ_1 , M_1 , M_2 . Исключив первые три, преобразовав их и обозначив дифференцирование по времени буквой p , получим:

$$M_1 (B_1 T p^2 + B_1 p + 1) = M_2 + M_4 n, \quad (6)$$

где электромеханическая постоянная времени якоря

$$B_1 = \frac{J_1}{k_M k_E} r,$$

электромагнитная постоянная времени

$$T = \frac{L}{r}$$

и величина

$$M_4 = \frac{J_1 + J_2}{k_E} E_r p. \quad (7)$$

В частном случае питания двигателя от сети постоянного напряжения значение $E_r p$ и соответственно M_4 есть нуль.

Рассмотрим теперь движение механической двухмассовой системы с упругой связью. Воспользуемся соотношением:

$$M_2 = c(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (8)$$

В трех равенствах (2), (3) и (8) четыре неизвестных: φ_1 , φ_2 , M_1 , M_2 .

Исключив первые два, получим:

$$M_2 (p^2 + \beta^2) = [M_1 (1 - n) + M_3 n] \beta^2, \quad (9)$$

где круговая частота свободных упругих колебаний

$$\beta = \sqrt{c \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)}.$$

Упругий момент M_2 принят за переменную, с помощью которой описывается поведение механической системы [Л. 2].

В (9) момент M_2 представляет неизвестную функцию, а по отношению к электроприводу является внешним и входит в правую часть уравнения (6). Совместно решив (6) и (9) и исключив M_2 , приходим к уравнению переходного процесса в электромеханической системе с упругой связью:

$$M_1 [B_1 T p^4 + B_1 p^3 + (1 + B_1 T \beta^2) p^2 + B_1 \beta^2 p + n \beta^2] = M_3 n \beta^2 + M_4 n (p^2 + \beta^2). \quad (10)$$

Приравняв левую часть (10) нулю, получаем характеристическое уравнение. Пусть оно имеет два действительных различных корня и два комплексных сопряженных:

$$p_1 = x_1, \quad p_2 = x_2, \quad p_{3,4} = y \pm jz. \quad (11)$$

Первые два корня также могут быть комплексными, но результаты исследования от этого не изменятся. Вторые два корня при практических параметрах исследуемых систем всегда оказываются комплексными, как здесь и принято. Значение модуля z мнимой части обычно близко к частоте β механических колебаний. Это объясняется тем, что механическая система из масс D и Π , соединенных

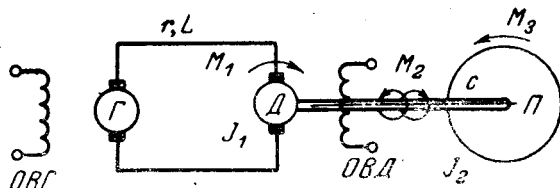


Рис. 1.

упругой связью, является парциальной по отношению к рассматриваемой полной электромеханической системе [Л. 3].

Общий интеграл уравнения (10), т. е. электромагнитный момент двигателя

$$M_1 = A_1 e^{x_1 t} + A_2 e^{x_2 t} + D e^{y t} \cos(zt + \delta) + P_3 + P_4, \quad (12)$$

где P_3 — частный интеграл, соответствующий правой части $M_3 n \beta^2$;

P_4 — частный интеграл, соответствующий $M_4 n (p^2 + \beta^2)$.

Подставив M_1 в (6), находим:

$$M_2 = C_1 e^{x_1 t} + C_2 e^{x_2 t} + F e^{y t} \cos(zt + \delta + \gamma) + (P_3 + P_4) (B_1 T p^2 + B_1 p + 1) - M_4 n. \quad (13)$$

Здесь коэффициенты распределения:

$$x_1 = \frac{C_1}{A_1} = B_1 T x_1^2 + B_1 x_1 + 1; \quad (14)$$

$$x_2 = \frac{C_2}{A_2} = B_1 T x_2^2 + B_1 x_2 + 1; \quad (15)$$

$$\eta = \frac{D}{F} =$$

$$= \left(\sqrt{[B_1 T (y^2 - z^2) + B_1 y + 1]^2 + B_1^2 z^2 (2T y + 1)^2} \right)^{-1}; \quad (16)$$

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{B_1 z (2T y + 1)}{B_1 T (y^2 - z^2) + B_1 y + 1}. \quad (17)$$

В (12) и (13) восемь постоянных: A_1 , A_2 , C_1 , C_2 , D , F , δ и γ , которые определяются из соотношений (14) — (17) и четыре начальные значения M_1 , M_2 , $M_1 p$, $M_2 p$.

Если при анализе переходного процесса механическая связь считается жесткой, то, как известно, выражение электромагнитного момента двигателя отличается от выражения (12) тем, что не содержит третьего слагаемого, которым таким образом описывается эффект влияния на двигатель упругих колебаний.

Оценить силу указанного эффекта можно по значению коэффициента распределения η , который представляет собой отношение амплитуды колебаний момента двигателя к амплитуде колебаний момента сил упругости, скручивающего связь.

Из изложенного выше ясно, что коэффициенты распределения так же, как частоты и декременты затухания являются инвариантами системы. Они выражаются через параметры системы и корни характеристического уравнения и в конечном счете зависят только от параметров системы, но не от внешнего возмущения, порождающего переходный процесс, и не от начальных условий. Поэтому пользоваться значением коэффициента распределения

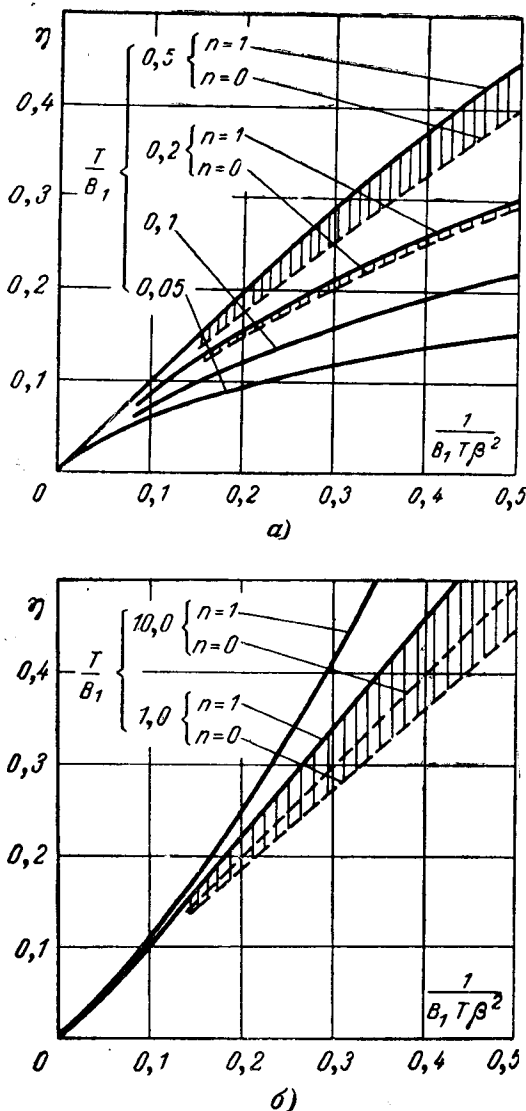


Рис. 2.

весьма удобно. Величина η , которая далее называется степенью влияния, безразмерна и, следовательно, ее можно представить в функции также безразмерных характеристик системы. Легко установить, что система определяется тремя взаимно независимыми безразмерными характеристиками, в качестве которых оказалось удобным принять величины $B_1T\beta^2$, $\frac{T}{B_1}$ и n .

Из графиков (рис. 2) видно, что малым значениям степени влияния η соответствуют большие значения $B_1T\beta^2$. Физический смысл такого соответствия очевиден. Постоянные B_1 и T характеризуют время становления электромеханических и электромагнитных процессов в электроприводе, а частота β — скорость упругих колебательных воздействий машины на электропривод. Поэтому чем больше $B_1T\beta^2$, тем слабее реакция электропривода на указанные воздействия.

Обратимся теперь к некоторым формальным соображениям и уточним понятие о раздельном анализе. Если

$$B_1T\beta^2 \gg 1, \quad (18)$$

то в (10) можно сумму $(1+B_1T\beta^2)$ заменить на $(n+B_1T\beta^2)$.

После простейших преобразований уравнение (10) принимает вид:

$$M_1(BTp^2 + Bp + 1)(p^2 + \beta^2) = M_3\beta^2 + M_4(p^2 + \beta^2), \quad (19)$$

где электромеханическая постоянная времени системы

$$B = \frac{J_1 + J_2}{k_m k_E} r.$$

Корни характеристического уравнения:

$$p_{1,2} = x_{1,2} = -\frac{1}{2T} \pm \sqrt{\frac{1}{4T^2} - \frac{1}{BT}}, \quad (20)$$

$$p_{3,4} = \pm j\beta. \quad (21)$$

Формулы (12) — (16) вырождаются так:

$$M_1 = A_1 e^{x_1 t} + A_2 e^{x_2 t} + D \cos(\beta t + \delta) + P_3 + P_4; \quad (22)$$

$$M_2 = C_1 e^{x_1 t} + C_2 e^{x_2 t} + F \cos(\beta t + \delta + \gamma) + (P_3 + P_4)(B_1 T p^2 + B_1 p + 1) - M_4 n; \quad (23)$$

$$\kappa_1 = \kappa_2 = \frac{C_1}{A_1} = \frac{C_2}{A_2} = 1 - n; \quad (24)$$

$$\eta = \frac{D}{F} = \sqrt{\frac{1}{(B_1 T \beta^2 - 1)^2 + B_1^2 \beta^2}}; \quad (25)$$

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{B_1 \beta}{B_1 T \beta^2 - 1}. \quad (26)$$

В соответствии с условием (18) значение η по (25) мало, т. е. амплитуда D колебаний электромагнитного момента мала по сравнению с амплитудой F упругого момента. А так как моменты M_1 и M_2 — величины одного порядка, то сказанное дает основание записать формулу (22) в виде:

$$M_1 = A_1 e^{x_1 t} + A_2 e^{x_2 t} + P_3 + P_4. \quad (27)$$

Сопоставим решение (27) с тем, к которому приводит допущение, что механические связи не деформируются. Вместо (6) имеем

$$M_1(BTp^2 + Bp + 1) = M_3 + M_4, \quad (28)$$

откуда

$$M_1 = A_1 e^{x_1 t} + A_2 e^{x_2 t} + R_3 + R_4. \quad (29)$$

Решение (27) и (29) совпадают, если $P_3 + P_4$ равно $R_3 + R_4$. Первая сумма есть частный интеграл уравнения (19), а вторая — уравнения (28). Легко показать, что P_4 и R_4 одинаковы, а P_3 равно R_3 , если производная $p^2 M_3$ равна нулю. Значит рассматриваемое допущение не вызывает существенных ошибок в определении M_1 , если соблюдаются два условия: степень влияния η невелика (по сравнению с единицей) и момент M_3 можно выразить полиномом степени не выше второй.

Эти условия уместно назвать условиями изоляции электропривода от упругих колебаний. Первое условие относится к параметрам системы и соответственно к общему решению уравнения переходного процесса, а второе — к возмущающей функ-

ции и соответственно к частному решению того же уравнения.

Оценить значение η можно по формуле (25). Что касается M_3 , то, если переходный процесс вызывается увеличением технологической нагрузки, сведения о законе изменения M_3 обычно не очень точны и указанный полином, как правило, позволяет описать в необходимом интервале этот закон с той точностью, с какой последний известен. Когда же возмущение возникает в электрической части системы, например при пуске, то момент M_3 можно считать постоянным.

По этим причинам второе из приведенных выше условий практически несущественно.

Докажем теперь, что, если условия изоляции соблюдаются, момент, скручивающий механическую связь, можно определить, рассматривая движение двухмассовой механической системы как составное, состоящее из переносного, как жесткого целого под действием моментов M_1 и M_3 , и из относительного, представляющего свободные крутильные колебания.

Переносному движению соответствует крутящий момент в связи

$$M'_2 = M_1(1 - n) + M_3n, \quad (30)$$

что легко определить.

Относительному колебательному движению соответствует крутящий момент в той же связи

$$M''_2 = F \cos(\beta t + \lambda). \quad (31)$$

Полный момент в связи

$$M_2 = M'_2 + M''_2.$$

Воспользовавшись равенствами (22), (24), (30) и (31), получим:

$$M_2 = C_1 e^{x_1 t} + C_2 e^{x_2 t} + F \cos(\beta t + \lambda) + (P_3 + P_4)(1 - n) + M_3 n. \quad (32)$$

Сравним (32) и (23). Они совпадают, если

$$(P_3 + P_4)(1 - n) + M_3 n = (P_3 + P_4)(B_1 T p^2 + B_1 p + 1) - M_4 n.$$

Последнее равенство легко обратить в тождество, основываясь на том, что сумма $P_3 + P_4$ удовлетворяет уравнению (28). Таким образом, требуемое доказано.

В более общем случае, независимо от того, какой источник питания и какая схема управления приняты для двигателя, вместо уравнения (6) получается

$$M_1(a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0) = M_2(b_q p^q + b_{q-1} p^{q-1} + \dots + b_1 p + b_0) + M_4 n(c_q p^q + c_{q-1} p^{q-1} + \dots + c_1 p + c_0). \quad (33)$$

Здесь M_1 и M_2 имеют прежний смысл, а M_4 есть функция, подсчитанная по формуле (7) при условии, что под E_r понимается та часть э. д. с. источника питания, которая не зависит от обратных связей, если они имеются в системе управления.

Решая (33) совместно с (9), можно получить уравнение переходного процесса, аналогичное (10),

но имеющее более высокий порядок. Исследования такого уравнения громоздко, однако с помощью тех же методов, которые применены выше при анализе уравнения (10) и выводе формулы (25), можно прийти к выражению степени влияния

$$\eta = \frac{D}{F} = \sqrt{\frac{(b_0 - b_2 \beta^2 + b_4 \beta^4 - \dots)^2 + (b_1 \beta - b_3 \beta^3 + b_5 \beta^5 - \dots)^2}{(a_0 - a_2 \beta^2 + a_4 \beta^4 - \dots)^2 + (a_1 \beta - a_3 \beta^3 + a_5 \beta^5 - \dots)^2}}. \quad (34)$$

Естественно, что (6) получается из (33), а (25) из (34) как вырожденные формы.

Раздельный анализ электрических и механических переходных процессов оправдывается в этом более общем случае, так же как в рассмотренном выше простейшем, если соблюдаются два условия изоляции электропривода от упругих явлений: степень влияния η , найденная по (34), невелика, и момент сил сопротивления M_3 можно выразить полиномом, степень которого не выше порядка уравнения (33). Второе условие, как объяснено выше, в практических задачах обычно не играет важной роли. Если же система не удовлетворяет первому условию, то раздельный анализ может привести к существенным ошибкам.

В случае многомассовой механической системы степень влияния можно подсчитать по формуле (34) для каждой частоты упругих колебаний в отдельности. Чем частота выше, тем степень влияния меньше. Поэтому указанный подсчет позволяет выяснить, колебания каких частот не влияют на электропривод, и дает основание в выражениях тока и момента двигателя опустить соответствующие слагаемые.

В подавляющем большинстве реальных задач упругие колебания, частота которых выше основной, на электроприводе не отражаются, а вопрос о том, отражаются ли колебания основной частоты, может быть разрешен так, как изложено в этой статье.

Принятые обозначения:

r и L — сопротивление и индуктивность цепи якорей;

J_1 и J_2 — моменты инерции масс D и P ;

$$n = \frac{J_1}{J_1 + J_2};$$

c — приведенная крутильная жесткость связи;

E_r — э. д. с. генератора;

E_d — э. д. с. двигателя;

I — ток в цепи якорей;

φ_1 и φ_2 — углы поворота масс D и P ;

ω_1 и ω_2 — угловые скорости масс D и P ;

M_1 — электромагнитный вращающий момент, действующий на якорь двигателя;

M_2 — момент сил упругости;

M_3 — момент сил сопротивления, действующий извне на массу P и предполагаемый известным во времени.

Литература

1. Квартальнов Б. В., Динамика электроприводов с упругими связями, изд-во «Энергия», 1965.
2. Кожевников С. Н., Динамика машин с упругими звеньями, Киев, АН СССР, 1961.
3. Стрелков С. П., Введение в теорию колебаний, изд-во «Наука», 1964.

Оценка динамических свойств исполнительных двигателей в системах автоматизированного электропривода

Канд. техн. наук В. Г. КАГАН и канд. техн. наук В. М. КАЗАНСКИЙ

Новосибирский электротехнический институт

Постоянные времени электродвигателей, впервые введенные в рассмотрение электромагнитных процессов Максвеллом [Л. 1], до сего времени являются основными параметрами, с помощью которых определяется быстродействие исполнительных двигателей автоматических систем. Распространено мнение, что чем меньше электромеханическая T_m и электромагнитная T_π постоянные времени двигателя, тем выше быстродействие систем, в которых он используется. В действительности же величины T_m и T_π сами по себе еще не характеризуют динамических свойств исполнительного двигателя постоянного тока в разных системах и при различных воздействиях. В частности, уменьшение их в 5—10 раз у малоинерционных двигателей с печатной обмоткой на якоре [Л. 2 и 3] или с гладким якорем [Л. 4] приводит к положительному эффекту в одних системах и соответствующим воздействиям и к отрицательному эффекту в других.

Поэтому нужна более дифференцированная оценка динамических свойств исполнительных двигателей. При этом желательно, чтобы величины T_m и T_π , как основные динамические параметры двигателя, служили базой для количественного определения этой оценки.

При детерминированном ступенчатом входном воздействии за критерий быстродействия линейной системы обычно принимают эквивалентную постоянную времени системы (здесь и в дальнейшем имеется в виду линейная постановка задачи)

$$T_\sigma = \frac{\int_0^\infty \varepsilon^2(t) dt}{\varepsilon^2(0)}, \quad (1)$$

где $\varepsilon(t)$ — динамическая составляющая ошибки; $\varepsilon(0)$ — значение $\varepsilon(t)$ при $t=0$.

При случайном входном сигнале за меру динамических свойств системы обычно принимают средний квадрат ошибки системы:

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \varepsilon^2(t) dt. \quad (2)$$

В интересующих нас случаях значения T_σ и $\overline{\varepsilon^2(t)}$ могут быть получены аналитически как функции параметров T_m и T_π двигателя, а также параметров системы управления двигателем и характеристик входных воздействий [Л. 5]. Для этого необходимо воспользоваться равенством Парсеваля

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega, \quad (3)$$

где $|X(j\omega)|$ — модуль изображения Фурье для сигнала $x(t)$.

Представим изображение ошибки системы в виде:

$$\varepsilon(p) = U_{вх}(p) [1 - W(p)], \quad (4)$$

где $W(p)$ — передаточная функция системы.

Подставляем ее значение в (3) и получаем:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \varepsilon^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |U_{вх}(j\omega)|^2 |1 - W(j\omega)|^2 d\omega. \quad (5)$$

Интегралы типа (5) вычислены и затабулированы до десятого порядка включительно в [Л. 5].

Значение $\varepsilon(0)$ вычисляется с помощью теоремы о значении изображения функции на бесконечности:

$$\lim_{t \rightarrow 0} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow \infty} p\varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow \infty} pU_{вх}(p) [1 - W(p)]. \quad (6)$$

Оценивая собственное быстродействие [Л. 6] (т. е. при идеальной системе управления) исполнительного двигателя постоянного тока с передаточной функцией

$$W_{дв}(p) = \frac{1}{p^2 T_m T_\pi + p T_m + 1} \quad (7)$$

при ступенчатом входном воздействии, получаем в соответствии с (5) и (6):

$$T_\sigma = \frac{T_m + T_\pi}{2}. \quad (8)$$

Аналогично можно оценить собственное быстродействие исполнительного двигателя при ступенчатом изменении момента нагрузки. В этом режиме передаточная функция двигателя имеет вид:

$$W_{дв.н}(p) = \frac{1 + pT_\pi}{p^2 T_m T_\pi + pT_m + 1}, \quad (9)$$

а эквивалентная постоянная времени соответственно составляет величину:

$$T_{\sigma.н} = \frac{1}{2} \left(T_m + \frac{T_\pi^2}{T_m} - T_\pi \right). \quad (10)$$

Вычислить T_σ можно и для более сложного случая, когда двигатель работает в замкнутой системе управления. Так, для вырожденной структуры глукорегулируемого электропривода [Л. 6], когда преобразователь системы охвачен корректирующей гибкой обратной связью с передаточной функцией

$$W_k(p) = \frac{\alpha p T_k}{1 + p T_k},$$

получаем:

$$T_{\sigma.в} = \frac{\alpha T_k (T_m T_\pi + T_\pi^2 - \alpha T_m T_k)}{T_\pi [T_k (1 + \alpha) - T_\pi]}. \quad (11)$$

Условие устойчивости вырожденной структуры глукорегулируемого электропривода имеет вид [Л. 6]:

$$T_K(1 + \alpha) > T_{\pi} \quad (12)$$

Это же следует и из (11).

Эквивалентная постоянная времени вырожденной структуры, определяемая из (11), уменьшается при $\alpha \rightarrow 0$, $T_K \rightarrow \infty$, а $T_K \rightarrow 0$; при этом

$$T_{\text{эв}} \approx \alpha (T_M + T_{\pi}),$$

т. е. определяющую роль по-прежнему играют параметры исполнительного двигателя и параметра α , характеризующий полосу пропускания преобразователя.

Для вычисления среднего квадрата ошибки $\varepsilon^2(t)$ при случайных стационарных эргодических воздействиях на исполнительный двигатель или систему электропривода основным является соотношение

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = M[\varepsilon^2] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\varepsilon}(\omega) d\omega, \quad (13)$$

где $M[\varepsilon^2]$ — математическое ожидание (среднее по множеству) квадрата ошибки системы;
 $S_{\varepsilon}(\omega)$ — спектральная плотность мощности сигнала ошибки.

Поскольку

$$S_{\varepsilon}(\omega) = S_{\text{вх}}(\omega) |1 - W(j\omega)|^2,$$

где $S_{\text{вх}}(\omega)$ — спектральная плотность мощности входного сигнала;

$W(j\omega)$ — частотная характеристика системы, то средний квадрат ошибки системы может быть представлен в виде:

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{вх}}(\omega) |1 - W(j\omega)|^2 d\omega. \quad (14)$$

Интеграл в правой части (14) аналогичен интегралу в правой части (5) и, следовательно, для его определения также можно использовать таблицы в [Л. 5].

При случайной помехе на входе двигателя его фильтрующая способность может быть оценена величиной ошибки

$$\overline{\varepsilon_1^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\pi}(\omega) |W_{\text{дв}}(j\omega)|^2 d\omega, \quad (15)$$

где $S_{\pi}(\omega)$ — спектральная плотность мощности помехи на входе двигателя.

При случайном входном сигнале воспроизводящая способность двигателя может оцениваться величиной ошибки:

$$\overline{\varepsilon_2^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{с}}(\omega) |1 - W(j\omega)|^2 d\omega, \quad (16)$$

где $S_{\text{с}}(\omega)$ — спектральная плотность мощности входного сигнала.

Вычисления $\overline{\varepsilon_1^2(t)}$ и $\overline{\varepsilon_2^2(t)}$ по [(15)] и [(16)] для случая, когда помеха и сигнал являются случайными

воздействиями типа «белого шума», пропущенного через некоторый эквивалентный фильтр с постоянной времени T_{Φ} , дают соответственно:

$$\overline{\varepsilon_1^2(t)} = \frac{S_{0\pi}}{2} \frac{1 + \frac{T_{\pi}}{T_{\Phi}}}{T_M \left(1 + \frac{T_{\pi}}{T_{\Phi}}\right) + T_{\Phi}}; \quad (17)$$

$$\overline{\varepsilon_2^2(t)} = \frac{S_{0\text{с}}}{2} \frac{T_M + \frac{T_{\pi}}{T_{\Phi}} (T_M + T_{\Phi})}{T_M (T_{\pi} + T_{\Phi}) + T_{\Phi}^2}, \quad (18)$$

где $S_{0\pi}$ и $S_{0\text{с}}$ — значения спектральных плотностей «белого шума» для помехи и сигнала соответственно.

При случайном характере нагрузки средний квадрат ошибки определяется из выражения:

$$\overline{\varepsilon_3^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{нг}}(\omega) |W_{\text{дв.н}}(j\omega)|^2 d\omega, \quad (19)$$

где $S_{\text{нг}}(\omega)$ — спектральная плотность мощности эквивалентного нагрузке случайного сигнала на входе двигателя;

$W_{\text{дв.н}}(p)$ — передаточная функция двигателя по нагрузке, определяемая по (9).

При отработке двигателем нагрузки, представляющей собой «белый шум», вычисление (19) дает значение

$$\overline{\varepsilon_3^2(t)} = \frac{S_{0\pi}}{2} \frac{T_M + T_{\pi}}{T_M^2}. \quad (20)$$

Если же сигнал нагрузки можно представить в виде «белого шума», пропущенного через некоторый эквивалентный фильтр с постоянной времени T_{Φ} , то

$$\overline{\varepsilon_4^2(t)} = \frac{S_{0\pi}}{2} \frac{T_{\Phi} + T_{\pi} + \frac{T_{\pi}^2}{T_M}}{(T_M + T_{\Phi})(T_{\pi} + T_{\Phi}) - T_{\pi} T_{\Phi}}. \quad (21)$$

Выражения (8), (10), (11), (17), (18), (20) и (21) позволяют более дифференцированно, чем это делалось раньше, оценить динамические свойства исполнительных двигателей постоянного тока в различных режимах работы. При этом основой по-прежнему остаются значения главных параметров двигателя — электромеханической и электромагнитной постоянных времени двигателя.

В качестве примера сравним динамические свойства одинаковых по мощности и скорости исполнительных двигателей постоянного тока с печатным цилиндрическим якорем типа ДПЦО-4000 (разработка Новосибирского электротехнического института) и двигателей обычного исполнения типа П-42. Результаты сравнения приведены в таблице.

Сравнение показывает, что уменьшение T_M и T_{π} у двигателя с печатным якорем по сравнению с двигателями обычного исполнения в некоторых режимах улучшает его динамические свойства (режимы 1, 2, 3 и 5), а в других режимах (4, 6 и 7) ухудшает.

Таким образом, оценку динамических свойств исполнительных двигателей необходимо произво-

Таблица сравнения динамических свойств исполнительных двигателей

	Характеристика режима	Критерии сравнения	Единицы измерения	Двигатель П-42	Двигатель с печатным цилиндрическим якорем ДПЦО-4000	Примечания
№ п/п.	Основные параметры	T_m, T_n	сек	0,1 0,02	0,02 0,001	
1	Отработка скачка управляющего воздействия	$T_{\Sigma} = \frac{1}{2} (T_m + T_n)$	сек	0,06	0,01	
2	Отработка скачка нагрузки	$T_{\Sigma, n} = \frac{1}{2} \left(T_m + \frac{T_n^2}{T_m} - T_n \right)$	сек	0,05	0,01	
3	Отработка скачка управляющего воздействия в системе глубокорегулируемого привода с вырожденной структурой	$T_{\Sigma, \omega} = \frac{\alpha T_n (T_m T_n + T_n^2 - \alpha T_m T_n)}{T_n [T_n (1 + \alpha) - T_n]}$	сек	0,02	0,004	Параметры вырожденной структуры приняты $\alpha = 0,1$; $T_n = 3T_m$
4	Фильтрация помехи на входе двигателя	$\overline{\epsilon_1^2(t)} = \frac{S_{\text{оп}}}{2} \frac{1 + T_n/T_{\phi}}{T_m (1 + T_n/T_{\phi}) + T_{\phi}}$	о. е.	2,7	4,2	Принято $T_{\phi} = 0,1 \text{ сек}$; $S_{\text{оп}} = 1 \text{ сек}$
5	Отработка случайного сигнала на входе двигателя	$\overline{\epsilon_2^2(t)} = \frac{S_{\text{ос}}}{2} \frac{T_m + T_n (T_m/T_{\phi} + 1)}{T_m (T_n + T_{\phi}) + T_{\phi}^2}$	о. е.	3,1	1	Принято $T_{\phi} = 0,1 \text{ сек}$; $S_{\text{ос}} = 1 \text{ сек}$
6	Отработка нагрузки, являющейся «белым шумом»	$\overline{\epsilon_3^2(t)} = \frac{S_{\text{он}}}{2} \frac{T_m + T_n}{T_m^2}$	о. е.	6	26	Принято $S_{\text{он}} = 1 \text{ сек}$
7	Отработка нагрузки, являющейся «белым шумом», пропущенным через эквивалентный фильтр	$\overline{\epsilon_4^2(t)} = \frac{S_{\text{он}}}{2} \frac{T_n + T_{\phi} + T_n^2/T_m}{(T_m + T_{\phi})(T_n + T_{\phi}) - T_n T_{\phi}}$	о. е.	5,5	8,3*	Принято $T_{\phi} = 0,1 \text{ сек}$ $S_{\text{он}} = 1 \text{ сек}$

* В этом режиме с увеличением T_{ϕ} ошибки обоих двигателей, приближаясь по своим значениям друг к другу, становятся в пределе равными.

дить дифференцированно с учетом режима работы и системы управления, в которой работает этот двигатель.

Литература

1. Белькинд Л. Д., Веселовский О. Н., Конфедератов И. Я. и Шнейберг Я. А., История энергетической техники, ТЭО, 1960.
2. Казанский В. М. и Основич Л. Д., Малонерционные электродвигатели постоянного тока с печатной обмоткой на якоре, изд-во «Энергия», 1965.

3. Казанский В. М., Состояние и тенденции развития электрических машин с печатными обмотками, Сборник докладов к научно-технической конференции по электрическим машинам с печатными обмотками, НТОЭП, Новосибирск, 1965.

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

5. Ньютон Дж. К., Гулд Л. А. и Кайзер Дж. Ф., Теория линейных следящих систем, Физматгиз, 1961.

6. Бровман Я. С., Каган В. Г., Кочубиевский Ф. Д. и Найдис В. А., Системы постоянного тока с электромашиными усилителями, изд-во «Энергия», 1964.

[25.9.1967]



Магнитно-тиристорный преобразователь постоянного напряжения

В. М. БАРЫБИН, И. Б. НЕГНЕВИЦКИЙ и С. Б. НЕГНЕВИЦКИЙ

Москва

Преобразователи постоянного напряжения в пропорциональную частоту импульсов или в число импульсов, либо в длительность импульса применяются в системах телеизмерения, телеуправления и автоматического регулирования, в устройствах ввода данных в ЭЦВМ, в цифровых электронизмерительных приборах и др. Различные схемы таких преобразователей, основанные на мультивибраторе, на генераторе Розера, а также на генераторе, работающем на принципе периодического интегрирования [Л. 1—5], имеют свои достоинства и недостатки.

В статье рассматривается преобразователь постоянного напряжения (или тока), работа которого основана на принципе периодического (многократного) интегрирования. В качестве основного узла используется интегрирующий магнитный усилитель (МУ), а во вспомогательной цепи управления применяется тиристор. Для управления тиристором требуется относительно большой ток, поэтому источник сигнала должен иметь малое выходное сопротивление. Этому требованию лучше других удовлетворяет МУ с самонасыщением. Кроме того, в МУ легко осуществить дополнительную магнитную обратную связь (на отдельную обмотку), что дает возможность, как будет показано ниже, получить простую схему преобразователя.

Следует отметить, что рассматриваемый преобразователь может быть применен и как интегратор с грубым и точным отсчетом. Грубым отсчетом будет являться количество импульсов, а точным — величина напряжения на выходе интегратора, при этом время интегрирования практически неограничено. Такой преобразователь может также применяться и как генератор линейно изменяющегося напряжения с управляемой скоростью этого изменения.

На рис. 1 представлена структурная схема преобразователя сигнала постоянного тока в частоту импульсов. Преобразователь состоит из трех узлов — интегратора, измерительного органа и узла сброса. Функционально схема работает следующим образом. При поступлении постоянного сигнала на вход интегратора напряжение на его выходе начинает увеличиваться примерно по линейному закону. Когда его величина начинает превышать некоторое напряжение U_0 , заданное измерительным органом, последний вырабатывает сигнал, который воздействует на узел сброса. Узел сброса срабатывает и обеспечивает резкое уменьшение выходного напряжения интегратора до нуля. Так как сигнал на входе интегратора продолжает существовать, то напряжение на его выходе начнет снова возрастать до U_0 . Таким образом, процесс будет периодически повторяться.

Скорость нарастания напряжения на выходе интегратора прямо пропорциональна величине входного сигнала. Следовательно, чем больше сигнал на входе интегратора, тем быстрее нарастает напряжение на его выходе до заданного значения U_0 и,

очевидно, тем выше частота импульсов выходного напряжения. На рис. 2 показан характер изменения выходного напряжения интегратора при двух значениях входного сигнала.

Полная схема преобразователя, разработанная для получения инфранизких частот, приведена на рис. 3. Рассмотрим работу отдельных узлов этой схемы и их взаимосвязь.

Интегратор представляет собой интегрирующий усилитель, выполненный по схеме с параллельной обратной связью. Для обеспечения инфранизких частот усилитель состоит из двух каскадов — предварительного транзисторного и выходного магнит-

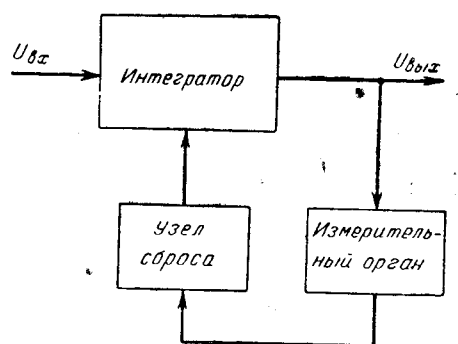


Рис. 1. Структурная схема преобразователя.

ного. Такое сочетание усилителей позволяет обеспечить высокий коэффициент усиления при сравнительно небольшом дрейфе, а также достаточно большое входное и малое выходное сопротивления.

Входное и выходное напряжения МУ (однотактного) имеют неизменную полярность. Начальное напряжение на выходе МУ компенсируется постоянным напряжением (на сопротивлении R_2).

На входе интегратора включено сопротивление R , а в цепи обратной связи — конденсатор C . Для ослабления влияния переменной составляющей выходного напряжения на входе предварительного усилителя включен фильтр R_1, C_1, C_2 .

Конденсатор C_3 и обмотка обратной связи ω'_{oc} служат для повышения устойчивости интегратора и подавления возможных автоколебаний в интеграторе.

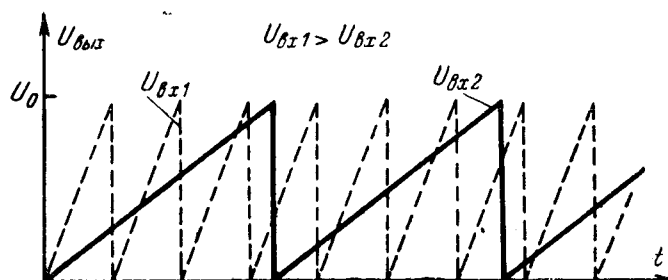


Рис. 2. Напряжение на выходе преобразователя.

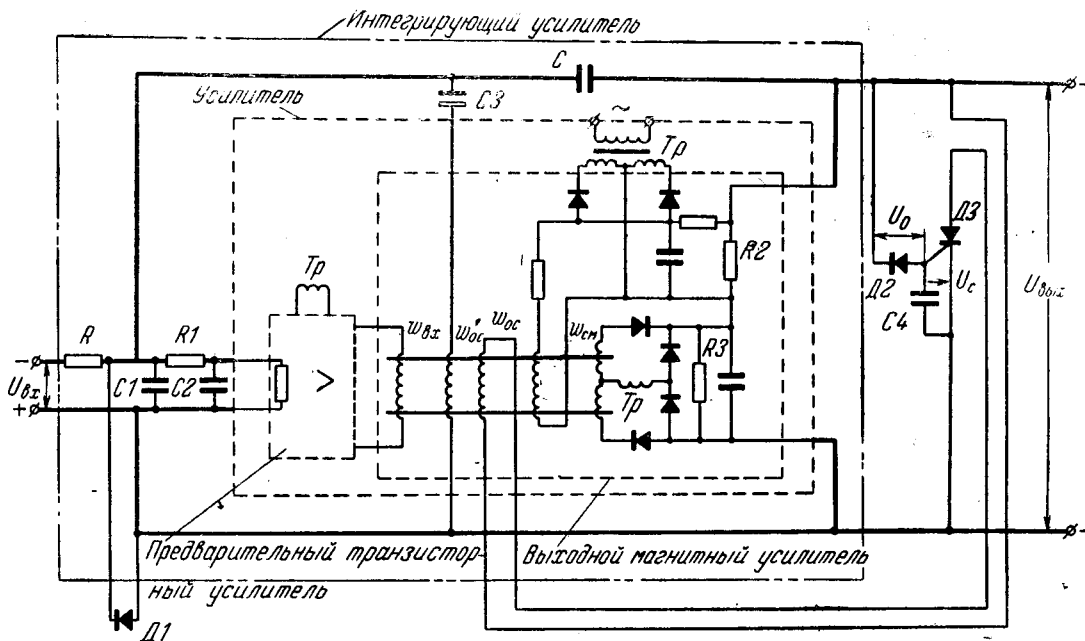


Рис. 3. Принципиальная схема преобразователя.

Измерительный орган выполняет функцию определения момента сбрасывания выходного напряжения интегратора до нуля путем сравнения его с заданным напряжением U_0 .

В данной схеме показан простейший измерительный орган, состоящий из стабилитрона Д2 в роли источника заданного напряжения U_0 . Когда выходное напряжение интегратора начнет превышать напряжение пробоя стабилитрона, на выходе измерительного органа — в цепи управляющего электрода тиристора Д3 (узла сброса) — появится ток.

Узел сброса служит для резкого уменьшения (сброса) выходного напряжения интегратора до нулевого значения и создает цепь для быстрого разряда интегрирующего конденсатора С. Это достигается с помощью двух ключей K_1 и K_2 , изображенных на упрощенной схеме рис. 4. При поступлении сигнала сброса ключи K_1 и K_2 замыкают коротко выход интегрирующего усилителя и непосредственно вход предварительного усилителя. При этом создается цепь для быстрого разряда интегрирующего конденсатора С, и выходное напряжение усилителя падает до нуля.

В схеме рис. 3 в качестве ключа K_1 используется диод Д1. В процессе интегрирования при достаточно высоком коэффициенте усиления усилителя напряжение на его входе мало, диод Д1 имеет значительное сопротивление и не влияет на работу интегратора. Но при сбросе напряжения через диод Д1 будет протекать сравнительно большой величины ток разряда конденсатора С, и сопротивление диода резко уменьшается.

В качестве ключа K_2 служит тиристор Д3. Когда ток в цепи его управляющего электрода достигает соответствующей величины, тиристор открывается. При этом закорачивается выход интегратора и его выходное напряжение уменьшается до нуля.

Для повышения помехоустойчивости между управляющим электродом и катодом тиристора

включен конденсатор С4. Напряжение U_0 на выходе преобразователя, при котором срабатывает узел сброса, будем называть опорным.

Возможность введения в МУ магнитной обратной связи с помощью отдельной обмотки позволяет осуществить следующий простой и надежно реализуемый метод гашения тиристора [Л. 8].

В анодную цепь тиристора Д3 включена обмотка отрицательной обратной связи $w_{ос}$ усилителя (рис. 3). В момент уменьшения выходного напряжения интегратора до нуля в анодной цепи тиристора и в обмотке $w_{ос}$ будет протекать ток. При такой отрицательной обратной связи выходное напряжение МУ падает практически до нуля, обеспечивая тем самым гашение тиристора. Кроме того, при этом увеличивается скорость сброса выходного напряжения.

Основные количественные соотношения и погрешности преобразования. При идеальных интеграторе, измерительном органе и узле сброса идеальная передаточная функция интегратора

$$W(p) = \frac{1}{p\tau}, \quad (1)$$

где $\tau = RC$ — масштабная постоянная времени.

Период и частота преобразования соответственно равны

$$T_n = \tau \frac{U_0}{U_{вх}}; \quad f_n = \frac{U_{вх}}{\tau U_0}. \quad (2)$$

В реальных условиях погрешность преобразования обуславливается конечной величиной и нестабильностью коэффициента усиления, отличным от нуля выходным сопротивлением и дрейфом нуля базового усилителя; утечкой интегрирующего конденсатора; нестабильностью опорного напряжения измерительного органа и параметров узла сброса и другими факторами. Рассмотрим в первом приближении отдельные слагающие погрешности.

Передаточная функция интегрирующего усилителя [Л. 6 и 7] при безынерционных каскадах базового усилителя и равно нулю выходном сопротивлении МУ имеет вид:

$$W(p) = \frac{1}{\tau} \frac{1}{p + 1/T_0}. \quad (3)$$

Тогда частота импульсов на выходе преобразователя при данных входном и опорном напряжениях равна:

$$f = \frac{1}{T_0 \ln(1 - 1/T_0 f_n)}. \quad (4)$$

Здесь величина

$$T_0 = \frac{k_{УБ}\tau}{1 + R/R_{вх} + Rk_{УБ}/R_c} \quad (5)$$

есть постоянная времени интегратора, где $k_{УБ}$ — коэффициент усиления постоянного напряжения базового двухкаскадного усилителя с фильтром на входе;

$R_{вх}$ — входное сопротивление транзисторного каскада с фильтром на входе;

R_c — сопротивление утечки конденсатора C .

Влияние динамических характеристик фильтра не учитываем. Раскладывая правую часть выражения (4) в ряд и ограничиваясь первыми двумя слагаемыми ряда, получим приближенное выражение для частоты импульсов

$$f = f_n \frac{1}{1 + 1/2T_0 f_n}. \quad (6)$$

Относительная погрешность частоты по отношению к данной частоте при данном входном напряжении, обусловленная конечным значением коэффициента усиления и утечкой конденсатора, равна:

$$\delta'_1 = \frac{\Delta f}{f} = -\frac{U_0}{2U_{вх}} \left(\frac{1 + R/R_{вх}}{k_{УБ}} + \frac{R}{R_c} \right),$$

а по отношению к максимальной частоте преобразования (как это обычно принято делать)

$$\delta_1 = \frac{\Delta f}{f_{\max}} = -\frac{U_0}{2U_{вх.\max}} \left(\frac{1 + R/R_{вх}}{k_{УБ}} + \frac{R}{R_c} \right) \quad (7)$$

или

$$\delta_1 = -\frac{1}{2\tau f_{\max}} \left(\frac{1 + R/R_{вх}}{k_{УБ}} + \frac{R}{R_c} \right). \quad (8)$$

Погрешность δ_1 в номинальных условиях есть систематическая погрешность. Как и в обычном интеграторе, чем больше коэффициент усиления и сопротивление утечки, тем меньше эта погрешность.

Погрешность δ'_1 тем больше, чем меньше $U_{вх}$, т. е. чем меньше частота преобразования или чем больше время интегрирования интегратора до сброса.

Изменения коэффициента усиления и сопротивления утечки под действием тех или иных факторов (напряжение, температура и т. д.) дадут дополнительные погрешности, но уже случайного характера. При этом, как обычно,

$$\left. \begin{aligned} \delta_2 &= \frac{\partial f}{\partial k_{УБ}} \frac{\Delta k_{УБ}}{f_{\max}}, \\ \delta_3 &= \frac{\partial f}{\partial R_c} \frac{\Delta R_c}{f_{\max}}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

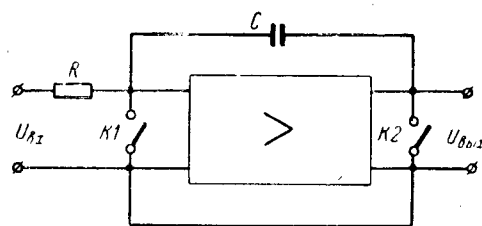


Рис. 4. Схема действия узла сброса.

Аналогично может быть учтена нестабильность сопротивления R и интегрирующей емкости C :

$$\left. \begin{aligned} \delta_4 &= \frac{\partial f}{\partial R} \frac{\Delta R}{f_{\max}}, \\ \delta_5 &= \frac{\partial f}{\partial C} \frac{\Delta C}{f_{\max}}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

В (9) и (10) для частоты импульсов f можно пользоваться упрощенным выражением (6).

Случайную погрешность дает дрейф базового усилителя. Передаточная функция дрейфа интегратора (при прежних допущениях и $R_c = \infty$)

$$W_{д}(p) = \frac{U_{дб}}{U_{дб}} = \frac{1 + R/R_{вх} + p\tau}{1 + R/R_{вх} + p\tau k_{УБ}}. \quad (11)$$

Если принять, что напряжение дрейфа $U_{дб}$ базового усилителя появилось скачком, то напряжение на выходе интегратора в первом приближении равно:

$$u_{д} = U_{дб} \frac{1 + R/R_{вх}}{k_{УБ}\tau} t. \quad (12)$$

Относительная погрешность дрейфа частоты импульсов равна:

$$\delta_6 = \frac{U_{дб}(1 + R/R_{вх})}{k_{УБ}U_{вх.\max}}. \quad (13)$$

Данная погрешность дрейфа соответствует установившемуся режиму работы преобразователя, когда с каждым сбросом падает и напряжение дрейфа.

Нестабильность опорного напряжения измерительного органа (в схеме рис. 3 — нестабильность напряжения пробоя стабилитрона), как видно из (2), приводит к такой же нестабильности частоты преобразования. Соответствующая случайная погрешность

$$\delta_7 = -\frac{\Delta U_0}{U_0} = -\delta U_0. \quad (14)$$

У обычных кремниевых стабилитронов среднее значение температурного коэффициента напряжения пробоя равно $0,1 \frac{\%}{^{\circ}\text{C}}$. У стабилитронов с внутренней температурной компенсацией этот коэффициент равен $0,005 \frac{\%}{^{\circ}\text{C}}$.

Существуют различные схемы компенсации температурной нестабильности напряжения пробоя стабилитронов, например, с помощью последовательно включаемых полупроводниковых диодов.

Различия в номинальных значениях напряжения пробоя стабилитронов, обусловленные производственным допуском, можно скомпенсировать соответ-

ствующим изменением масштаба входного напряжения с помощью делителя напряжения¹.

Узел сброса можно характеризовать напряжением U_c (рис. 3) и током I_c на его входе, при которых обеспечивается сброс напряжения интегратора до нуля. Номинальное значение напряжения на узле сброса (на тиристоре) не вносит погрешности, так как оно по действию эквивалентно изменению опорного напряжения и может быть выбрано при настройке преобразователя.

Погрешность вносит изменение ΔU_c напряжения сброса, возникающее в основном при изменении температуры окружающей среды. Соответствующая случайная погрешность

$$\delta_8 = -\frac{\Delta U_c}{U_c}. \quad (15)$$

Обычно величина напряжения U_c сравнительно мала ($0,5 \div 0,7$ в), а ее изменения составляют $0,1 \div 0,2$ в.

Отличие от нуля и изменение тока узла сброса вносит погрешность из-за падения напряжения на выходном сопротивлении интегратора. Однако, поскольку падение напряжения от некоторого среднего значения тока I_c может быть выбрано при настройке преобразователя, а выходное сопротивление интегратора обычно сравнительно мало, то погрешностью от изменения тока сброса практически можно пренебречь.

Для уменьшения выходного сопротивления интегратора делитель $R2$ должен быть сравнительно низкоомным, а чтобы в нем не потреблялась большая мощность, надо иметь такое смещение в МУ, чтобы его начальное выходное напряжение было возможно меньшим. Балластное сопротивление $R3$, на которое нагружен собственно МУ, может быть сравнительно высокоомным. Это позволяет уменьшить емкость сглаживающего конденсатора и почти не увеличивает выходного сопротивления (в МУ с самонасыщением).

Поскольку сброс напряжения интегратора не происходит мгновенно и это не учитывается в (2), имеется систематическая погрешность, обусловленная отличным от нуля временем сброса t_c . Это время в генераторах линейно-изменяющегося напряжения называют временем обратного хода. Время сброса не зависит от частоты преобразования и, как показал опыт, его можно считать постоянной величиной. Соответствующая относительная погрешность частоты

$$\delta_9 = -t_c f_{\max}. \quad (16)$$

Пульсации выходного напряжения тоже вносят свою погрешность. Анализ ее достаточно сложен и здесь не приводится. В реальной схеме (рис. 3) влияние пульсаций уменьшается конденсатором $C4$.

Если принять нормальный закон распределения отдельных случайных погрешностей и считать при этом, что их средние значения (математические ожидания) равны нулю, то максимальная относительная погрешность частоты преобразования

$$\delta = |\delta_1 + \delta_9| + \sqrt{\delta_2^2 + \delta_3^2 + \delta_4^2 + \delta_5^2 + \delta_6^2 + \delta_7^2 + \delta_8^2}. \quad (17)$$

¹ В зависимости от конкретных условий могут быть применены и другие методы компенсации этих различий, например, небольшая разбалансировка МУ.

Результаты эксперимента. Испытания были проведены на преобразователе постоянного напряжения в инфранизкие частоты. Пределы изменения напряжения на входе $1-70$ в, а частоты выходного напряжения соответственно $0,00043-0,03$ гц. Амплитуда выходного напряжения 36 в, сопротивление нагрузки 300 ом. Интегрирующий конденсатор $C=40$ мкф типа МПГО; сопротивление утечки при такой суммарной емкости примерно 250 Мом. Решающее сопротивление $R=1,5$ Мом типа ПТМН. Масштабная постоянная времени $\tau=60$ сек.

Преобразователь выполнен по схеме рис. 3. Принципиальная схема и параметры транзисторного каскада, а также параметры дросселя МУ в основном такие же, как в [Л. 7]. Сопротивление $R1$ фильтра на входе (рис. 3) 50 ком. Емкости фильтра $C1=C2=4$ мкф. Усилитель в целом имеет: $k_{УБ}=10000$, $R_{вх}=150$ ком, напряжение дрейфа в худших условиях 20 в, амплитуда напряжения пульсаций на выходе МУ составляет $0,5\%$ от амплитуды выходного напряжения.

Узел сброса — тиристор Д235 Г с напряжением срабатывания $\sim 0,6$ в. На входе фильтра включен диод Д237. Время сброса 25 мсек. Емкость $C4=4$ мкф.

Измерительный орган состоит из четырех последовательно соединенных стабилитронов типа Д818 Г с внутренней температурной компенсацией.

Частота источника питания преобразователя 400 гц, потребление ~ 13 ват. Для устранения автоколебаний использована обмотка $\omega'_{oc}=3000$ и емкость $C3=25$ мкф.

Оценим отдельные слагающие погрешности в данном преобразователе. Систематическая погрешность (8)

$$\delta_1 = -\frac{1}{2 \cdot 60 \cdot 0,03} \left(\frac{1 + 1,5 \cdot 10^6 / 1,5 \cdot 10^5}{10^4} + \frac{1,5 \cdot 10^6}{250 \cdot 10^6} \right) 100 = -0,2\%.$$

Здесь решающую роль играет сопротивление утечки конденсатора. При уменьшении коэффициента усиления даже втрое погрешность $|\delta_1|$ увеличится с $0,2\%$ только до $0,3\%$.

Погрешность дрейфа в установившемся режиме (13)

$$\delta_9 = \frac{20(1+10)}{10^4 \cdot 70} 100 = 0,03\%.$$

При изменении температуры окружающей среды только измерительного органа частота изменилась примерно на 1% , хотя по расчету $\delta_7=0,005 \cdot 50=0,25\%$. Это отличие можно объяснить тем, что в данном преобразователе стабилитрон работает на самом пороге напряжения пробоя, а технические условия на температурный коэффициент напряжения пробоя предполагают несколько иной режим.

Погрешность за счет времени сброса

$$\delta_9 = -0,03 \cdot 25 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = -0,075\%.$$

Испытания макета преобразователя в целом показали, что изменение напряжения питания на $\pm 10\%$ практически не вносит погрешности, нагрев от 20 до 70°C внес погрешность частоты $-0,4\%$ (в данном макете, видимо, имеет место частичная

взаимная компенсация отдельных слагающих погрешности).

Статья не претендует на полный анализ точности и возможностей предложенного преобразователя. Не затронуты вопросы оптимальных соотношений отдельных параметров и вопросы расчета преобразователя.

Простота и надежность схемы, достигаемые в основном за счет сочетания МУ и тиристорного узла сброса, позволяют рекомендовать данный преобразователь для применения, особенно в сравнительно медленно действующих системах.

Литература

1. Евланов Ю. Н. и Харченко Р. Р., Измерительные преобразователи электрических величин в частоту импульсов, «Электричество», 1965, № 1.

2. Куликов С. В., Управляемые мультивибраторы на транзисторах, изд-во «Энергия», 1966.

3. Ильинский П. Ф. и Михайлов В. В., Транзисторно-магнитные преобразователи непрерывного сигнала в последовательность импульсов, изд-во «Энергия», 1966.

4. Riordan R. H. S., An electronic integrator, Proc. I. R. E. Austral, 1965, № 6. (Экспресс-информация. Приборы и элементы автоматики, 1965, № 43).

5. Попов В. А., Определение основных параметров преобразователя в частоту на ОУ, сб. «Вопросы радиоэлектроники», серия УП, «Электронная вычислительная техника», вып. 6, 1964.

6. Негневицкий С. Б., Применение магнитных усилителей в интегрирующих схемах, «Автоматика и телемеханика», 1959, № 10, т. XX.

7. Негневицкий С. Б., Интегрирующий магнитный усилитель с большой постоянной времени, «Автоматика и телемеханика», 1963, № 10, т. XXIV.

8. Барыбин В. М., Негневицкий И. Б. и Негневицкий С. Б., Авторское свидетельство «Магнитно-тиристорный преобразователь постоянного напряжения в частоту», № 205370 от 28 октября 1966 г.

[4.10.1967]



УДК 621.316.542+621.318.3

Повышение быстродействия и экономичности броневых электромагнитов

Инж. Г. С. ПУЗЫРИЙСКИЙ

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина,

канд. техн. наук А. Г. СЛИВИНСКАЯ

Московский энергетический институт

Одной из важнейших характеристик выключателя высокого напряжения является «время отключения», под которым понимается интервал между моментом появления командного электрического импульса на электромагните отключения и моментом окончательного погасания дуги во всех полюсах выключателя. Чем меньше время отключения, тем быстрее ликвидируется короткое замыкание, меньше повреждается оборудование и тем выше динамическая устойчивость энергосистемы. В современных сверхбыстродействующих выключателях 110 кВ и выше согласно ГОСТ время отключения не должно превышать 0,06 сек.

Время отключения складывается из суммы времени срабатывания электромагнита отключения, времени срабатывания механизма, приводящего в движение дугогасительные контакты выключателя, и длительности горения дуги на последних. Таким образом, чем меньше время срабатывания электромагнита, тем меньше при прочих равных условиях и время отключения выключателя.

Наряду с быстродействием эти электромагниты должны иметь необходимую тяговую характеристику, потреблять небольшую мощность, быть компактными, надежными и способными совершать большое количество операций, а также удобными в эксплуатации. Вместе с тем они должны надежно работать при напряжении на выводах их обмотки, изменяющемся в диапазоне от 65 до 120% номинального. И, наконец, конструкция должна быть технологически простой.

В отечественных воздушных выключателях применяются втяжные цилиндрические броневые электромагниты постоянного тока.

Один из первых электромагнитов такого типа, разработанный в ВЭИ им. В. И. Ленина для воздушных выключателей, в значительной степени удовлетворял перечисленным требованиям. Однако его существенным недостатком было большое время срабатывания, составлявшее 25—40% времени отключения выключателя.

В связи с этим в ВЭИ им. В. И. Ленина была проведена работа по созданию более быстродействующего электромагнита. Поскольку во всех остальных отношениях первая конструкция зарекомендовала себя в эксплуатации хорошо, было признано целесообразным взять ее за базовую и усовершенствовать с точки зрения увеличения быстродействия. Наиболее логичными мероприятиями, позволяющими достигнуть этой цели, были уменьшение индуктивности катушки, а также уменьшение вредного влияния вихревых токов. Вместе с тем надо было сохранить прежние габариты и установочные размеры, нежелательно было увеличение потребляемой мощности и должна была быть обеспечена прежняя термическая устойчивость.

В усовершенствованном электромагните применена форсировка. Обмотка его имеет небольшое количество витков, ввиду чего ее индуктивность мала. Поэтому ток в ней нарастает до величины, при которой начинается движение якоря гораздо быстрее, чем в прежнем электромагните. Через не-

сколько миллисекунд после трогания якоря специальные контакты вводят в цепь обмотки последовательно с ней дополнительное сопротивление, которое они шунтировали до начала движения якоря. Вследствие этого установившийся ток, протекающий через обмотку, не превышает тока, протекающего через обмотку прежнего электромагнита. Если бы не было дополнительного сопротивления, установившийся ток при 220 в был бы равен 22 а; благодаря ограничивающему сопротивлению он имеет величину порядка 4 а. Ограничение тока происходит раньше, чем он достигает 22 а, поскольку из-за индуктивности обмотки ток не успевает возрасти до полной величины к моменту срабатывания контактов и введения дополнительного сопротивления. Пик тока практически не превышает 10 а. Конструктивно дополнительное сопротивление намотано бифилярно поверх обмотки на той же катушке. Для уменьшения вредного влияния вихревых токов в ядре этого электромагнита имеется восемь радиальных прорезов. Эти усовершенствования снизили время трогания электромагнита до 5,5—6 мсек.

В процессе разработки был исследован вариант с шихтованными Ш-образным магнитопроводом. Экспериментальные исследования показали, что при прочих равных условиях (те же обмоточные данные, форсировка, начальный воздушный зазор, габариты и т. п.) шихтованный электромагнит срабатывает не быстрее, чем броневой после усовершенствования. Вместе с тем шихтованный электромагнит оказался конструктивно существенно более сложным, менее технологичным и, главное, механически менее надежным, ввиду чего он не нашел применения. Усовершенствованный цилиндрический броневой электромагнит в настоящее время под названием электромагнит ВВ-400-15 широко применяется не только в воздушных выключателях на напряжения 35—500 кВ, но также и в некоторых типах масляных выключателей.

В 1965 г. проблемной лабораторией кафедры электрических аппаратов МЭИ и лабораторией воздушных выключателей высокого напряжения ВЭИ им. В. И. Ленина были проведены совместные исследования электромагнита ВВ-400-15. Цель их заключалась в определении путей, позволяющих еще более увеличить его быстродействие, улучшить конструкцию и повысить экономичность.

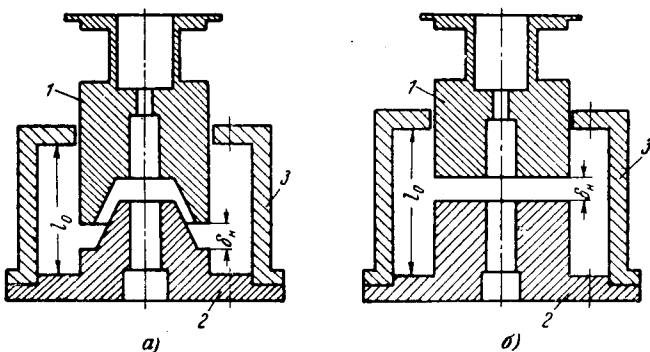


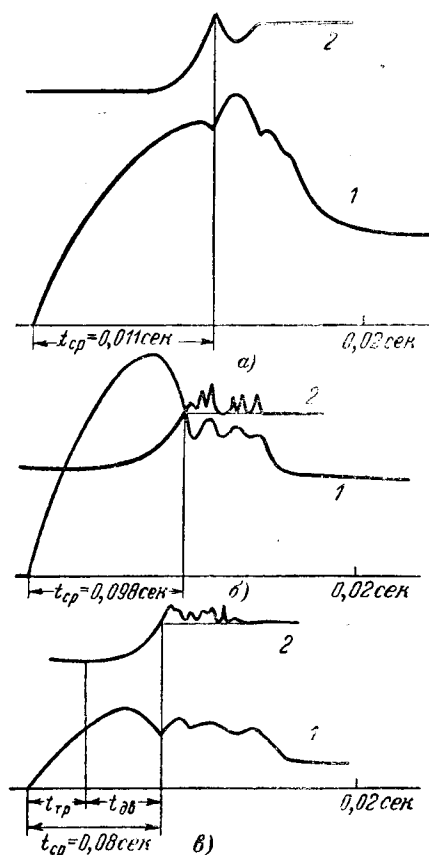
Рис. 1. Эскизы магнитопроводов электромагнитов.

а — серийного типа ВВ-400-15, выполненного из стали марки Э; б — измененного, выполненного из стали 10.

Рис. 2. Осциллограммы срабатывания электромагнитов.

1 — зависимость тока от времени; 2 — зависимость хода якоря от времени.

а — для серийного электромагнита типа ВВ-400-15 (эскиз магнитопровода рис. 1, а); б — для измененного электромагнита (эскиз магнитопровода рис. 1, б, обмоточные данные такие же, как и у серийного электромагнита); в — для оптимального электромагнита (эскиз магнитопровода рис. 1, в, новые обмоточные данные).



В первую очередь рассматривался вопрос влияния материалов магнитопровода и формы полюсов на его быстродействие.

Для этой цели был изготовлен электромагнит, имеющий ту же конструкцию и обмоточные данные, что и серийный электромагнит ВВ-400-15, эскиз магнитопровода которого приведен на рис. 1, а. В отличие от серийного, магнитопровод которого выполнен из стали марки Э, магнитопровод измененного электромагнита был выполнен из стали 10 и имел плоскую, а не усеченно-коническую форму полюсов (рис. 1, б).

Расчеты времени срабатывания, проведенные для обоих типов электромагнитов, показали, что время срабатывания у измененного электромагнита должно быть примерно на 15% меньше, чем у серийного. Это объясняется тем, что сталь 10 имеет несколько большее удельное электрическое сопротивление, чем сталь марки Э ($13,5 \cdot 10^{-6} \text{ ом} \cdot \text{см}$ вместо $10,5 \cdot 10^{-6} \text{ ом} \cdot \text{см}$) и вследствие этого уменьшается замедляющее влияние вихревых токов на время трогания. Кроме того, у электромагнитов с плоскими полюсами тяговая характеристика проходит круче, чем у электромагнитов с усеченно-конической формой полюса [Л. 1], что также увеличивает быстродействие.

Оба электромагнита, серийный и изготовленный, были подвергнуты экспериментальному исследованию.

Для этого электромагниты устанавливались в шкафу управления воздушного выключателя и с помощью электромагнитного осциллографа снимались кривые зависимости тока i в катушке от времени t при включении (срабатывании) электро-

магнита. Для снятия зависимости пути s , который проходит якорь электромагнита, от времени при-
менлся регистратор хода.

На рис. 2,а приведены осциллограммы $i=f(t)$ и $s=f(t)$ для серийного электромагнита, а на рис. 2,б — для измененного (с плоскими полюсами и с магнитопроводом, выполненным из стали 10). Как видно, время срабатывания у серийного электромагнита равно 0,011 сек, а у измененного — 0,0098 сек, что подтверждает сделанные теоретические выводы. Таким образом, у быстродействующих цилиндрических броневых электромагнитов выгоднее иметь плоскую, а не усеченно-коническую форму полюсов и применять сталь со сравнительно большим удельным электрическим сопротивлением и достаточно хорошими магнитными свойствами.

Исследовалось также влияние параметров обмотки электромагнита на его быстродействие. Как указывалось в серийном электромагните ВВ-400-15, дополнительное сопротивление намотано бифилярно поверх намагничивающей обмотки. Для измененного электромагнита с плоской формой полюсов, магнитопровод которого выполнен из стали 10, были рассчитаны [Л. 1] обмоточные данные, соответствующие оптимальному с точки зрения быстродействия числу витков (табл. 1). Этот электромагнит называется в дальнейшем оптимальным. В качестве дополнительного сопротивления в этом электромагните применялось сопротивление марки ПЭВ-50-47, которое помещалось вне электромагнита. Это позволило заполнить все обмоточное пространство проводом намагничивающей обмотки и упростило изготовление катушки электромагнита. На рис. 2,в приведена осциллограмма оптимального электромагнита с новой обмоткой, с магнитопроводом из стали 10 и с плоскими полюсами. Как видно из осциллограммы, время срабатывания его равно 0,008 сек, т. е. на 30% меньше, чем у серийного электромагнита.

Таким образом, электромагнит, имеющий новые обмоточные данные, плоские полюса и магнитопровод из стали 10, является более быстродействующим. В то же время, за счет более простой технологии изготовления полюсов и катушки, а также в связи с применением более дешевого материала для магнитопровода, он должен иметь меньшую стоимость.

Наиболее полно работоспособность электромагнита может быть охарактеризована его динамической тяговой характеристикой [Л. 2]. В то же

время определение динамической тяговой характеристики электромагнитов с форсировкой весьма затруднительно. Поэтому обычно пользуются смешанным экспериментально-расчетным методом, при котором динамическая тяговая характеристика определяется на основании экспериментально полученной зависимости $s=f(t)$, осциллограммы тока в обмотке электромагнита при его срабатывании $i=f(t)$ и расчета его магнитной цепи [Л. 3]. При этом для экспериментального определения зависимости $s=f(t)$ приходится применять специальный отметчик хода, что обычно сопряжено с определенными трудностями. Для упрощения существующего способа построения динамической тяговой характеристики зависимость $s=f(t)$ была определена не экспериментально, а расчетным путем. В основу расчета этой зависимости положены следующие соображения.

Экспериментальные данные, полученные при исследованиях реле управления и контакторов [Л. 4], показывают, что зависимость $s=f(t)$ можно представить в виде параболы:

$$s = Kt^2, \quad (1)$$

где K — некоторая постоянная величина.

Введем следующие обозначения:

$s_{пр}$ — промежуточное значение пути, пройденного якорем;

$t_{пр}$ — время, в течение которого пройден путь $s_{пр}$;

$s_{полн}$ — весь путь якоря;

$t_{дв}$ — время, в течение которого пройден путь $s_{полн}$;

δ_n — начальный рабочий зазор электромагнита;

$\delta_{пр}$ — промежуточный зазор;

δ_k — конечный зазор.

Тогда

$$s_{пр} = \delta_n - \delta_{пр} = Kt_{пр}^2, \quad (2)$$

а

$$s_{полн} = \delta_n - \delta_k = Kt_{дв}^2. \quad (3)$$

Из уравнения (3) имеем:

$$K = (\delta_n - \delta_k) / t_{дв}^2, \quad (4)$$

а из уравнений (2) и (4):

$$s_{пр} = (\delta_n - \delta_k) t_{пр}^2 / t_{дв}^2, \quad (5)$$

$$\delta_{пр} = \delta_n - (\delta_n - \delta_k) t_{пр}^2 / t_{дв}^2 \quad (5a)$$

Таблица 1

Исполнение электромагнита	Напряжение, в	Обмоточные данные										
		Рабочая обмотка					Добавочное сопротивление					
		Число витков	Диаметр про- вода по меди, мм	Диаметр про- вода с изоля- цией, мм	Вид изоляции	Омическое сопротивле- ние, ом	Число витков	Диаметр про- вода по кон- стантану, мм	Диаметр про- вода с изоля- цией, мм	Вид изоляции	Омическое сопротивле- ние, мм	
Серийный ВВ 400—15	220	660	0,51	0,58	Два слоя высоко- прочной эмали	10	2×48	0,5	0,56	Два слоя высоко- прочной эмали	45	
Оптимальный электромаг- нит	220	425	0,72	0,8	То же	3	Сопротивление марки ПЭВ-50-47 (ГОСТ 6513-62)					47

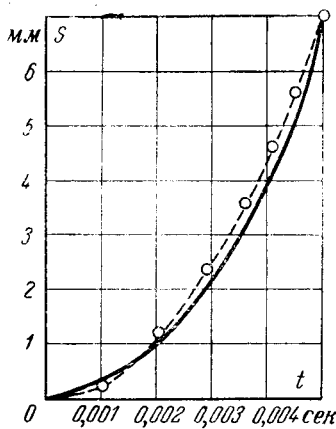


Рис. 3. Зависимость хода якоря от времени.

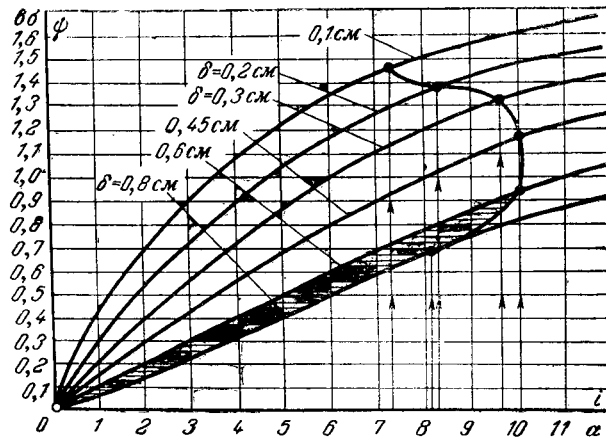
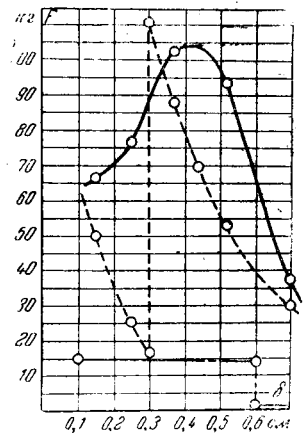
Рис. 4. Зависимость потокосцепления от тока для различных зазоров δ .

Рис. 5. Тяговые характеристики исследуемого электромагнита.

$$t_{пр} = t_{дв} \left(\frac{\delta_n - \delta_{пр}}{\delta_n - \delta_k} \right)^{1/2}. \quad (6)$$

Время движения $t_{дв}$ определяется по осциллограмме тока $i=f(t)$, снятой при включении электромагнита. Зная $t_{дв}$, по формуле (5) можно построить зависимость $s=f(t)$.

На рис. 3 показаны зависимости $s=f(t)$ для исследуемого электромагнита, причем сплошная кривая построена по экспериментальным данным, а пунктирная — на основании расчета по формуле (5). Поскольку расчетная и экспериментальная кривые достаточно хорошо согласуются, формулы (5), (5а) и (6) могут быть использованы для определения динамической тяговой характеристики как в данном случае, так и в тех случаях, когда оцениваются и исследуются другие электромагниты постоянного тока.

Дальнейший расчет динамической тяговой характеристики производится следующим образом. Расчетным [Л. 3] или опытным [Л. 4] путем определяются и наносятся в виде графика, как показано на рис. 4, кривые зависимости потокосцепления электромагнита от тока в его обмотке $\psi=f(i)$ при различных значениях зазора δ . Затем по формуле (6) определяются $t_{пр}$ для тех значений зазора $\delta_{пр}$, при которых определены зависимости $\psi=f(i)$.

Определяя дальше по осциллограмме тока (рис. 2, в) значения токов $i_{пр}$, соответствующие этим $t_{пр}$, получаем зависимость $i_{пр}=f(\delta_{пр})$ и откладываем на кривых $\psi=f(i)$ при $\delta=\text{var}$ значения $i_{пр}$ для каждого из зазоров, как показано на рис. 4.

Среднее значение электромагнитной силы

$$F = \frac{\Delta W_a}{\Delta \delta},$$

где ΔW_a — энергия, преобразованная в механическую, Дж;
 $\Delta \delta = \delta_{пр1} - \delta_{пр2}$, см.

Расчет динамической тяговой характеристики оптимального электромагнита приведен в табл. 2, а его динамическая тяговая характеристика представлена на рис. 5* (сплошная кривая). Там же

Таблица 2

$\delta_{пр}$, см	$\delta_{ср}$, см	$\delta_{пр1} - \delta_{пр2}$, см	q , см ²	ΔW_a , Дж	F , кГ
0,8	—	—	—	—	—
0,6	0,7	0,2	15	0,75	37
0,45	0,52	0,15	30	1,5	100
0,3	0,37	0,15	32	1,6	108
0,2	0,25	0,1	15	0,75	75
0,1	0,15	0,1	13	0,65	66

для сопоставления пунктиром показана статическая тяговая характеристика этого же электромагнита, рассчитанная при напряжении трогания $U_{тр}=\text{const}$, а пунктиром с точкой — характеристика противодействующих сил. Все расчеты и эксперименты проведены при напряжении источника, питающего обмотку электромагнита, равном 220 В, и давлении в резервуаре выключателя 20 кГ/см².

Экспериментально установлено, что этот электромагнит надежно срабатывает и при напряжении 65% номинального, т. е. при 143 В.

Литература

1. Гордон А. В. и Сливинская А. Г., Электромагниты постоянного тока, Госэнергоиздат, 1960.
2. Лысов Н. Е., Расчет электромагнитных механизмов, Оборонгиз, 1949.
3. Сливинская А. Г. и Чунихин А. А., К расчету динамической тяговой характеристики электромагнита постоянного тока, Труды Московского энергетического института, вып. XV, Госэнергоиздат, 1955.
4. Сливинская А. Г., Исследование динамических тяговых характеристик электромагнитов постоянного тока. Известия высших учебных заведений, «Электротехника», 1965, № 11.

[6.12.1967]

* В исследовании электромагнита принимала участие Т. В. Бернадских.



Исследование нагревостойкости конденсаторной бумаги

Доктор техн. наук, проф. В. Т. РЕННЕ и инж. З. А. АЛЛАХВЕРДИЕВ

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Несмотря на постепенное внедрение в конденсаторное производство неполярных и полярных синтетических пленок конденсаторная бумага еще продолжает оставаться одним из основных диэлектриков современного конденсаторостроения. Бумажные конденсаторы составляют около 30% всего выпуска радиоконденсаторов и около 100% всего выпуска силовых конденсаторов. Поэтому изучение свойств конденсаторной бумаги с целью улучшения характеристик конденсаторов или совершенствования технологии их изготовления представляет и сейчас значительный интерес.

Одним из наименее изученных свойств бумаги, несмотря на относительно большое количество проведенных исследований, является нагревостойкость, определяющая максимальную допустимую рабочую температуру бумажного конденсатора и те максимальные температуры, которые можно применять в процессе сушки и пропитки конденсаторов.

При оценке нагревостойкости бумаги в готовом конденсаторе в условиях его эксплуатации приходится решать комплексную задачу исследования поведения бумаги в присутствии пропиточной массы при одновременном воздействии температуры и электрического поля. При этом нагревостойкость пропитанного диэлектрика будет определяться не только бумагой, но и пропиточной массой.

Более простым, но не менее важным вопросом является оценка нагревостойкости бумаги в процессе сушки конденсаторов. В этом случае пропиточная масса отсутствует так же, как и воздействие электрического поля. Вместе с тем большие значения времени сушки в современном производстве бумажных конденсаторов, достигающие нескольких суток (что сильно задерживает и затрудняет производство), заставляют думать над вопросом о возможности форсирования процесса сушки, прежде всего путем повышения применяемых температур [Л. 1]; это привлекает внимание к проблеме нагревостойкости бумаги в условиях сушки конденсатора, т. е. в отсутствии пропиточной массы и действия электрического поля. Рассмотрению этой проблемы и посвящается данная статья. Следует, впрочем, учитывать, что полученные результаты могут представить интерес и при оценке нагревостойкости пропитанного конденсатора, поскольку они показывают изменения одного из компонентов диэлектрика — бумаги при воздействии температуры.

При длительном действии повышенной температуры в основе бумаги — клетчатке происходят химические изменения [Л. 2], вызывающие соответствующие изменения химических показателей качества, а также механических и электрических свойств бумаги. Очевидно, что для оценки нагревостойкости бумаги надо учитывать весь комплекс изменения ее свойств при длительном нагреве. Однако в большинстве случаев при исследовании для упрощения работы ограничиваются изучением лишь механических [Л. 2], электрических [Л. 3] или химических свойств [Л. 4], проводя лишь иногда сопоставление результатов электрических или химических исследова-

ний с результатами механических испытаний, которые считаются наиболее чувствительными к изменениям бумаги в процессе ее нагрева.

В отличие от обычной практики была сделана попытка оценить нагревостойкость бумаги, используя набор механических, электрических и химических испытаний, т. е. применяя более объективный критерий для оценки допустимых температур для этого важного диэлектрика.

Для оценки механической прочности был выбран метод измерения сопротивления продавливанию, использованный в предыдущей работе и детально описанный в [Л. 2]. Скорость повышения давления составляла $100 \text{ г/см}^2 \cdot \text{сек}$; для каждого опыта бралось 20 образцов, причем на каждом образце проводилось по пять определений; для оценки прочности принималось среднее из этих 100 определений в процентах исходного значения.

Для оценки электрической прочности испытание проводилось при переменном напряжении частотой 50 Гц, при повышении напряжения со скоростью, обеспечивающей пробой образца примерно через 10 сек с начала повышения напряжения, на плоских электродах диаметром 25 мм с закругленными краями. Испытание проводилось на двухслойных образцах при следующих условиях кондиционирования: сушка при $100\text{—}130^\circ\text{C}$ в течение 3 ч и акклиматизация при $20\text{—}25^\circ\text{C}$ и влажности 65% в течение 6 ч; испытание проводилось в помещении с относительной влажностью $65 \pm 2\%$ при $20\text{—}25^\circ\text{C}$; пробивное напряжение вычислялось как среднее из 50 параллельных определений. Электрическая прочность бумаги характеризовалась средним значением пробивной напряженности, полученной делением среднего значения пробивного напряжения на значение номинальной толщины бумаги.

Для определения проводимости водной вытяжки и величины рН (концентрация водородных ионов) навеска бумаги 5 г (воздушно-сухой) в виде кусочков $5 \times 5 \text{ мм}$ кипятилась в течение 1 ч в 250 мл дистиллированной воды (проводимость не более $4 \cdot 10^{-6} \text{ ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$) и охлаждалась до 25°C после медленного сливания в чистую колбу (причем бумага придерживалась стеклянной палочкой). Для определения проводимости полученный экстракт заливался в сосуд с измерительными электродами и выдерживался в течение 10—15 мин в термостате при 25°C , после чего производилось измерение сопротивления на мосте с реохордом. Удельная электропроводность водной вытяжки находилась по формуле:

$$\gamma = \frac{1}{RK} C,$$

где R — показание переключателя диапазонов моста;

K — отсчет по реохорду;

C — константа сосуда.

Величина C определялась с помощью стандартного раствора хлористого натрия (0,01N) при 25°C , удельная электропроводность которого при-

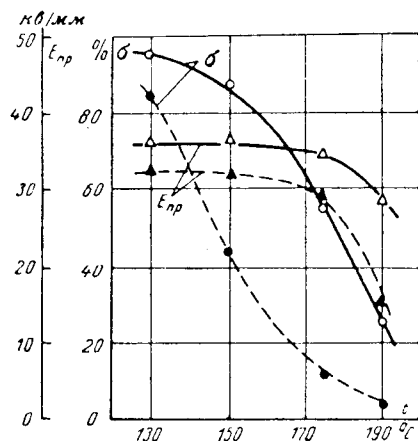


Рис. 1. Зависимость механической (σ) и электрической ($E_{пр}$) прочности конденсаторной бумаги от температуры прогрева. Сплошные кривые — 24 ч; пунктирные — 148 ч.

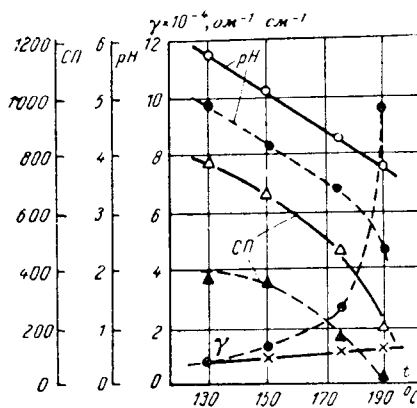


Рис. 2. Зависимость электропроводности (γ), pH водной вытяжки и степени полимеризации бумаги (СП) от температуры прогрева. Сплошные кривые — 24 ч; пунктирные — 148 ч.

нималась равной $0,001413 \text{ ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$. Опыт проводился каждый раз в виде двух параллельных определений, причем расхождение не превышало 5% абсолютной величины сопротивления; результаты выражались в виде среднего арифметического из этих двух определений.

Определение pH водной вытяжки проводилось на экстракте, приготовленном таким же образом согласно ГОСТ 8540-57.

Степень полимеризации СП определялась по вязкости медно-аммиачного раствора испытуемой бумаги. Навеску воздушно-сухой бумаги 0,1 г, взвешенную с точностью 0,2 мг, помещали в сосуд из темного стекла, объемом 90—100 мл, вместе с 30 г меди, и заливали медно-аммиачным раствором. Сосуд, закрытый шлифованной пробкой, встряхивали в течение 1—2 мин, а затем помещали в термостат с температурой $20 \pm 2^\circ \text{C}$ на 30—40 мин до полного растворения бумаги. Удельная вязкость раствора бумаги определялась сравнением времени истечения 50 мл этого раствора со временем t_1 истечения такого же количества чистого медно-аммиачного раствора t_2 на вискозиметре Деринга:

$$\eta_{уд} = \frac{t_1}{t_2} - 1.$$

Средняя степень полимеризации рассчитывалась по формуле:

$$СП = \frac{2000 \eta_{уд}}{C(1 + 0,29 \eta_{уд})},$$

где C — концентрация бумаги в растворе, г/л.

Для каждого образца проводилось два параллельных определения, по которым находилось среднее. Расхождение между параллельными значениями времени истечения не превышало 1—3 сек. Испытуемые образцы конденсаторной бумаги марки КОН-1-12 изготовления бумажной фабрики «Коммунар» имели следующие исходные значения исследуемых характеристик:

Сопротивление продавливанию $0,732 \text{ кг/см}^2$ (принято за 100%)
Пробивная напряженность $32,5 \text{ кВ/мм}$
Степень полимеризации 1065
Удельная проводимость водной вытяжки $6,5 \cdot 10^{-5} \text{ ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$
Логарифм концентрации водородных ионов $\text{pH} = 6,36$

Образцы в виде ленточек размером $60 \times 250 \text{ мм}$ располагались «на ребро» в специальном приспособлении, установленном на полке термостата, в котором поддерживалась заданная температура с точностью $\pm 2 \div 3^\circ \text{C}$; нагрев производился при свободном доступе воздуха к испытуемым образцам. Опыт проводился при значениях температуры 130; 150; 175 и 190°C ; при каждой температуре время выдержки образцов составляло 24; 48; 72; 96; 120 и 148 ч. Для каждой из изучаемых характеристик были получены зависимости от времени при указанных постоянных значениях температуры. По этим результатам построены зависимости исследуемых характеристик от температуры при двух значениях времени выдержки: 24 и 148 ч, показанные на рис. 1 и 2.

Даже при выдержке 24 ч можно заметить изменения всех исследуемых характеристик бумаги с повышением температуры выше 140°C , которая в настоящее время обычно является верхним пределом при сушке бумажных конденсаторов [Л. 5]. При выдержке 148 ч, которая достигается в настоящее время при сушке конденсаторов больших размеров, влияние температуры сильно возрастает.

Как известно [Л. 2], при нагревании бумаги, содержащей остаточную влажность, в присутствии воздуха в ней могут идти процессы гидролитического распада молекул, т.е. процессы деполимеризации, а также процессы окислительного характера. Первые из них характеризуются снижением степени полимеризации основы бумаги-клетчатки и должны прежде всего сказываться на снижении механической прочности. Действительно, на рис. 1 и 2 можно заметить резкое снижение с ростом температуры как сопротивления продавливания бумаги, так степени полимеризации. Об окислительных процессах можно судить по изменению pH и удельной проводимости водной вытяжки из бумаги. На рис. 2 можно заметить снижение pH как при выдержке 24 ч, так и 148 ч. Повышение удельной проводимости водной вытяжки с ростом температуры прогрева относительно слабо при выдержке 24 ч, но резко возрастает при выдержке 148 ч при температуре выше 170°C . Пробивная напряженность, как показано на рис. 1, относительно мало изменяется при температурах до 170°C как при выдержке 24 ч, так и при 148 ч прогрева, но при более высоких температурах начинает заметно падать, особенно при больших временах прогрева.

Представляло интерес сопоставить изменение исследуемых характеристик бумаги с изменением основной структурной характеристики — степени полимеризации. Такое сопоставление сделано на сводном рис. 3. Механическая прочность закономерно снижается при снижении степени полимеризации (СП), если не считать одной выпавшей точки. Это снижение начинается, когда степень полимеризации, в результате деструкции молекул,

достигает значения порядка 800. Электрическая прочность значительно слабее реагирует на снижение СП; заметное ее уменьшение имеет место лишь при значениях СП ниже 300—400. Даже при наименьшем полученном в опыте значении $СП = 25$ электрическая прочность составляет еще около 15 кв/мм, т. е. порядка 43% исходного значения, тогда как механическая прочность в этих условиях уже лежит ниже 5% исходной. Значения рН монотонно снижаются при снижении СП, причем это снижение ускоряется при значениях СП ниже 300. Уменьшение значений рН ниже 6 характеризует кислую реакцию водной вытяжки, свидетельствующую о развитии окислительных процессов. Однако, судя по кривой на рис. 3, на начальной стадии окисления не происходит заметного увеличения свободных носителей тока в бумажном диэлектрике, так как вплоть до значений СП порядка 200 удельная проводимость водной вытяжки изменяется слабо и только при значениях СП менее 200 имеет место резкое возрастание проводимости.

Эти данные хорошо согласуются с данными на рис. 4, взятыми из работы Штамма [Л. 6] и показывающими зависимость максимального значения угла потерь, измеренного при низкой температуре, от величины СП. Значения $(\operatorname{tg} \delta)_{\max}$ определяются колебаниями гидроксильных групп ОН, и снижение этих значений при СП менее 200 можно интерпретировать, как замену гидроксильных альдегидами и карбоксильными группами СООН, свидетельствующую об интенсивном окислении бумаги с выделением в ней проводящих продуктов распада клетчатки.

Полученные данные показывают, что опасной степенью деструкции бумаги можно считать снижение степени полимеризации до 200—300; при этом механическая прочность бумаги составляет величину порядка 20—30% исходного значения, что для намотанных конденсаторных секций еще не является чрезмерно опасным значением, поскольку они далее не подвергаются сильным механическим воздействиям. При дальнейшем снижении СП уже происходит заметное снижение электрической прочности и резкий рост удельной проводимости водной вытяжки, который должен приводить к снижению сопротивления изоляции конденсаторов и росту угла потерь, особенно при повышенных температурах.

По данным на рис. 2 значения степени полимеризации порядка 200—300 соответствует кратковременному прогреву (24 ч) при температурах 180—190°С и длительному прогреву (148 ч) при температурах порядка 160—170°С. Эти значения температуры, по-видимому, являются крайними температурами для сушки бумаги с доступом воздуха. Из них надо исходить, устанавливая режим сушки, несколько снижая рабочие значения температуры для учета неизбежной неравномерности ее распределения в сушильной печи.

В условиях вакуумной сушки, когда резко снижена возможность окисления бумаги, закономерности изменения характеристик бумаги в зависимости от температуры и продолжительности нагрева могут измениться в сравнении с тем, что было

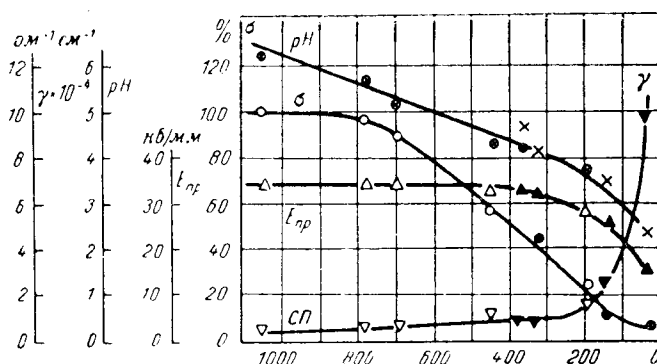


Рис. 3. Зависимость механической (σ) и электрической прочности ($E_{пр}$), а также электропроводности (γ) и рН водной вытяжки из бумаги от степени полимеризации. Белые значки — прогрев 24 ч; черные — 148 ч.

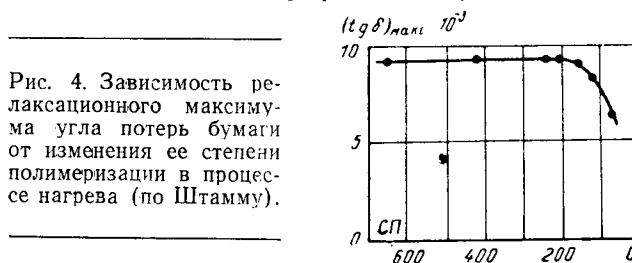


Рис. 4. Зависимость релаксационного максимума угла потерь бумаги от изменения ее степени полимеризации в процессе нагрева (по Штамму).

указано выше для нагрева с доступом воздуха. Этот вопрос нуждается в дополнительном исследовании.

Выводы. 1. Предельным значением степени деструкции бумаги, после которого начинаются заметные изменения электрических свойств, по-видимому, следует считать $СП = 200—300$.

2. До этого значения СП деструкция бумаги в основном определяется гидролитическим распадом клетчатки; ниже этого значения резко возрастает интенсивность окисления, которая до этого относительно мало отражается на свойствах бумаги.

3. При свободном доступе воздуха и времени воздействия порядка одних суток максимальное значение температуры сушки не должно превышать 180°С; при времени воздействия порядка нескольких суток температура не должна превышать 160°С. Средняя температура сушильной печи должна быть соответственно ниже этих крайних значений с учетом неравномерности распределения температуры по объему печи.

Литература

1. Siciński Z., Mozdzyński A., Skrócenie czasu suszenia i nasycania kondensatorów energetycznych, Prz. Elektrotechn., 1965, № 9.
2. Ренне В. Т. и Соля Г. П., Исследование нагревостойкости конденсаторной бумаги, «Электричество», 1964, № 7.
3. Варшавский Д. С., К вопросу о влиянии степени термообработки конденсаторной бумаги на электрические характеристики конденсаторов, Известия вузов, «Энергетика», 1965, № 8.
4. Fabre J., Les lois de degradation de papier imprégné d'huile dans les transformateurs, Bull. de la Soc. Frang. des Electr., 1959, vol. IX, № 103, p. 409.
5. Ренне В. Т., Электрические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1959.
6. Stamm E. H., Neuere Untersuchungsergebnisse an Papieröl-Isolationen, Wiss. Techn. Mitt. Inst. Prüffeld elektr. Hochleistungstechnik 1967, № 5, 34 (РЖЭ, 1967, 12 Б 66).

[1.2.1968]

Расчет режимов трансформаторов тока в релейной защите по номинальным или базисным параметрам

Доктор техн. наук, проф. А. Д. ДРОЗДОВ

Новочеркасский политехнический институт им. Серго Орджоникидзе

Введение. В расчетах цепей релейной защиты используются кривые допустимой кратности тока трансформаторов тока в зависимости от нагрузки. Кривые гарантируют токовую погрешность менее 10% при коэффициенте мощности нагрузки 0,8. Но эти цифры не соответствуют многим защитам. Так, у дифференциальных защит коэффициент мощности нагрузки равен 1, намагничивающий ток (а не погрешность) трансформаторов тока должен быть менее 10%, а у чувствительных защит менее 5%. На практике часто бессознательно пользуются этими кривыми, хотя они и не соответствуют рассчитываемому режиму. Лишь большой изгиб кривой намагничивания делает в большинстве случаев результаты достоверными. С другой стороны, часто кривые строятся приближенно при намагничивающем токе до 10% без учета сдвига фаз между вторичным и намагничивающим токами и без учета несинусоидальности последнего. Все это создает неточности и неуверенность в результатах.

Число кривых достигает нескольких сот, но и они иногда не отражают всех свойств трансформаторов тока. Например, у трансформаторов тока типов ТВДМ и ТНДМ [Л. 1] для различных чисел витков вторичной обмотки дана одна кривая, что создает значительные погрешности. Стандарт допускает уменьшение гарантируемой 10%-ной кратности до 80%-ной величины, найденной по кривым. Практически трудно проверить, насколько конкретный трансформатор тока соответствует типовым кривым.

В основу расчетов целесообразно положить базисный (средний допустимый) режим (или два режима), параметры которого с большой точностью определяются для данного исполнения и сорта стали. Определение производится экспериментально или расчетом на основе замены несинусоидального тока эквивалентной синусоидой или при больших погрешностях с помощью аппроксимации кривой намагничивания нелинейной функцией. Может быть применена и кусочно-линейная аппроксимация. В качестве базисных величин часто можно использовать каталожную 10%-ную кратность тока и номинальную нагрузку.

Определение базисных величин. Двумя исходными базисными величинами следует задаться: 1) относительным намагничивающим током $I_{об*}$ или погрешностью f_6 ; 2) индукцией B_{6m} или полным сопротивлением вторичной цепи

$$z_{26} = \sqrt{(r_{н\Gamma} + r_{в})^2 + (x_{н\Gamma} + x_{в})^2}.$$

Величинами $I_{об*}$, B_{6m} или z_{26} удобно задаться для дифференциальных и других защит. В каталогах дается погрешность $f_6 = 10\%$ при $\cos \varphi_{н\Gamma} = 0,8$ и 10%-ная кратность m_6 при номинальной нагрузке. В расчетах с точным учетом реальных характеристик сердечников можно принять $I_{об*} = 5-7\%$, т. е. несколько меньше (с запасом) предельной величины 10%.

Далее рассмотрены формулы для определения остальных базисных величин. Погрешность м. д. с. или ампер-витков равна погрешности токов, приведенных с помощью действительного отношения витков

$$h = \frac{I_2 \omega_2 - I_1 \omega_1}{I_1 \omega_1} = \frac{I_2 \omega_2}{I_1 \omega_1} - 1. \quad (1)$$

В точно построенной векторной диаграмме [Л. 1 и 2] первичный ток приводится ко вторичной обмотке с помощью отношения витков. Погрешность п. с. всегда отрицательна и из векторной диаграммы:

$$h = -I_{0*} \sin(\alpha + \psi) - 1 + \sqrt{1 - I_{0*}^2 \cos^2(\alpha + \psi)},$$

где α , ψ — углы вторичной цепи и потерь магнитопровода.

Так как второй член под корнем мал, то на основании приближенных методов вычисления эту формулу можно заменить более простой, но дающей высокую точность:

$$h = -I_{0*} \sin(\alpha + \psi) - 0,5 I_{0*}^2 \cos^2(\alpha + \psi). \quad (2)$$

В ориентировочных расчетах часто принимают во внимание только первый член этих формул.

Номинальное число вторичных витков

$$\omega_{2н} = \omega_1 n, \quad n = \frac{I_{1н}}{I_{2н}}.$$

В целях снижения погрешности действительное число витков вторичной обмотки выполняется меньше номинального, т. е.

$$\omega_2 = (1 - \Delta\omega) \omega_{2н}. \quad (3)$$

Здесь витковая поправка в относительных единицах

$$\Delta\omega = \frac{\omega_{2н} - \omega_2}{\omega_{2н}}.$$

Токовая погрешность

$$f = \frac{I_2 - \frac{I_1}{n}}{\frac{I_1}{n}} = \frac{h + \Delta\omega}{1 - \Delta\omega} \approx h + \Delta\omega.$$

При больших токах в релейной защите $f \approx h$.

Относительный вторичный ток

$$\frac{I_2 n}{I_1} = 1 + f = \frac{1 + h}{1 - \Delta \omega} \quad (4)$$

Индукция сердечника

$$B_m = \frac{z_2 I_{2n} m (1 + f)}{222 S \omega_2} \quad (5)$$

где m — кратность первичного тока;
 S — сечение сердечника, m^2 .

Напряженность поля, соответствующая действующему значению тока, или удельная н. с.

$$H = \frac{I_{0*} m I_{1n} \omega_1}{l} \quad (6)$$

откуда с учетом (3) и (4) точное выражение для отношения

$$\frac{B_m}{H} = \frac{z_2 l (1 + h)}{222 S \omega_2^2 I_{0*}} \quad (7)$$

Эта величина равна условной проницаемости, найденной по амплитуде синусоидальной индукции и несинусоидальному намагничивающему току. При заданном намагничивающем токе можно определить это отношение для базисного режима, затем по кривой намагничивания найти соответствующую точку и базисные индукцию и напряженность. По формулам (6) или (5) определяется базисная кратность тока. Окончательно для трансформатора тока даются следующие параметры:

$$z_{26}, m_6, B_{6m}.$$

Вместо B_{6m} можно было бы задать H_6 , но последняя величина сильно зависит от I_{06*} (6) и, следовательно, от получающихся запасов, что не удобно для расчетов. Одновременно B_{6m} и H_6 задавать нельзя (в каталоге), так как при этом в расчеты может войти отношение индукций, найденное по различным кривым намагничивания, что приведет к погрешности. Отношение индукций в расчетах должно соответствовать одной кривой намагничивания.

Формулы для пересчета. Если выражение (5) переписать для базисных величин и разделить одно выражение на другое, то получается основная пересчетная формула для определения допустимого сопротивления вторичной цепи рассчитываемого режима

$$z_2 = z_{26} \frac{m_6}{m} U_*, \quad (8)$$

где относительная величина, определяемая по отношению индукций, найденных из кривой намагничивания, и погрешностей

$$U_* = \frac{B_m (1 + f_6)}{B_{6m} (1 + f)} \quad (9)$$

Смысл этой величины можно раскрыть, переписав формулу (8) в следующем виде:

$$U_* = \frac{z_2 m I_{2n}}{z_{26} m_6 I_{2n}} = \frac{U}{U_6}.$$

Следовательно, U_* является относительным напряжением на вторичной цепи (включая сопротивление обмотки) при протекании по ней тока в случае идеальной трансформации. Если рассмотреть схему за-

мещения, то это напряжение соответствует разомкнутой ветви намагничивания.

Переписав выражение (6) для базисных величин и разделив одно на другое, получим соотношения напряженностей в рассчитываемом и базисном режимах:

$$H = \frac{m I_{0*}}{m_6 I_{06*}} H_6. \quad (10)$$

Формулы (8) — (10) являются основными для пересчетов от одного режима (базисного) к другому (рассчитываемому). В ряде случаев эти формулы можно упростить. Так как намагничивающие токи часто малы (менее 10%), а погрешности еще меньше, то в формуле (9)

$$\frac{1 + f_6}{1 + f} \approx 1.$$

Тогда

$$U_* = \frac{B_m}{B_{6m}} = B_*. \quad (11)$$

Значение U_* меняется в небольших пределах. Часто в каталогах приводятся кривые 10%-ной кратности, построенные приближенно, исходя из постоянства индукции, которая принимается равной предельному значению. Это равносильно $B_m = B_{6m}$ или по формуле (7): $U_* = 1$. В этом случае формула (8) приобретает приближенный вид:

$$z_2 = z_{26} \frac{m_6}{m}. \quad (12)$$

Расчеты показали, что это выражение соответствует большому числу каталожных кривых и может их заменить у трансформаторов тока с номинальной н. с. первичной обмотки 800—2000 *ав*.

В более точных расчетах относительное напряжение определяется по (9) или (11) с помощью кривой намагничивания. При этом предварительно определяется напряженность по (10). Для релейной защиты обычно задается намагничивающий ток $I_{0*} = I_{06*}$ и (10) упрощается:

$$H = \frac{m}{m_6} H_6. \quad (13)$$

Определение допустимой нагрузки при заданных базисных параметрах и кривой намагничивания производится указанным ниже методом. По кривой намагничивания для данного сорта стали и заданной базисной индукции определяется H_6 ; по (13) определяется расчетное H и по кривой намагничивания B_m , которое подставляется в (11). Выражением (9) следует пользоваться лишь для проверки точности расчетов или для уточнения результатов. Далее по формуле (8) находится сопротивление вторичной цепи. Допустимое сопротивление активной нагрузки, по которому выбирается сечение кабеля, равно:

$$r_{нг} = \sqrt{z_2^2 - (x_B + x_{нг})^2} - r_B. \quad (14)$$

Часто сопротивление нагрузки имеет примерно такой же угол, как и вторичная обмотка, тогда

$$z_{нг} = z_2 - z_B.$$

Определение базисных величин при заданном намагничивающем токе. В основу расчета может быть положена кривая намагничивания сердечника,

имеющая необходимый запас по напряженности. При использовании типовых кривых запас может быть получен уменьшением относительного намагничивающего тока в 1—3 раза против допустимого.

Произведем расчет для трансформатора тока ТФНД—110—М—600/5. Обмотка Д, $\omega_1=2$, $\omega_2=239$, $l=90$ см, $S=19,1$ см², $r_b=0,41$ ом, $x_b=0,25$ ом; номинальная нагрузка 0,8 ом, $\cos \varphi=0,8$, при базисной кратности из каталога — 30. Определим с помощью типовых кривых [Л. 2] допустимую активную нагрузку при намагничивающем токе 3%, что меньше 10%. Такой запас не является большим, так как при увеличении индукции намагничивающий ток резко возрастает, и нагрузки соответствующего каталога. Напряженность поля по (6)

$$H_6 = \frac{0,03 \cdot 30 \cdot 2 \cdot 600}{90} = 12 \text{ а/см.}$$

По кривой [Л. 2] $B_6=1,76$ тл, $\psi=12^\circ$.

Для определения предварительно токовой погрешности примем чисто активную нагрузку численно несколько меньше номинальной $r_{нг}=0,77$ ом (при заданном намагничивающем токе нагрузка несколько меньше, чем при такой же погрешности). Тогда

$$r_2=0,41+0,77=1,18 \text{ ом; } x_2=0,25 \text{ ом; } \alpha+\psi=12+12=24^\circ.$$

Погрешности н. с. и тока

$$h = -0,03 \cdot 0,41 - 0,5(0,03 \cdot 0,92)^2 = -0,013;$$

$$f = -0,013 + \frac{1}{240} = -0,01.$$

Базисные сопротивления по формулам (5) и (14)

$$z_{26} = \frac{1,76 \cdot 222 \cdot 0,00191}{5 \cdot 30(1 - 0,01)} = 1,2 \text{ ом, } r_{нг} = 0,77 \text{ ом.}$$

Здесь и далее в формулах в соответствии со стандартной системой единиц размеры выражены в метрах. Эти же базисные величины далее получены другим путем.

Определение допустимой нагрузки при заданной токовой погрешности по приближенной формуле. Для ТФНД—110—М по каталогу при $f < 10\%$ (подразумевается абсолютное значение), $\cos \varphi=0,8$ базисное сопротивление вторичной цепи $z_{26} = 0,48 + 0,8 = 1,28$ ом. По (12) определим сопротивления при предельных кратностях, 43,5 и 6,6, которые имеются на кривых 10%-ной кратности в каталоге. Результаты и сравнительные данные из каталога по кривой приведены в табл. 1. При кратностях от 15 до 43,5 результаты практически совпадают. При меньших кратностях расчет дает незначительное превышение допустимого сопротивления. Многочисленные расчеты показали, что для большинства трансформаторов тока с номинальной н. с. первичной обмотки 800—2 000 а в эти отклонения еще меньше.

Таблица 1

m	$z_2=1,28 \frac{30}{m}, \text{ ом}$	$z_{нг}=z_2-0,48, \text{ ом}$	По кривой 10%-ной кратности, ом
43,5	0,88	0,40	0,40
30	1,28	0,80	0,80
15	2,56	2,08	2,00
6,6	5,82	5,34	5,00

Рассмотренный приближенный метод расчета обладает теми же недостатками, что и каталожные кривые. При больших кратностях тока и заданных сопротивлениях в действительности получаются малые токовые погрешности с большим запасом, а при малых кратностях тока погрешности будут ближе к 10%.

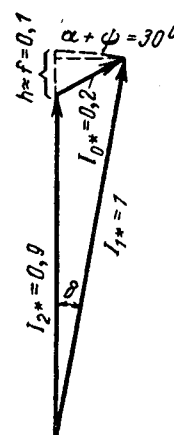
Определение допустимой нагрузки с учетом изменения U_* при заданной токовой погрешности менее 10% и $\cos \varphi=0,8$. Примем базисные величины из каталога, приведенные в предыдущем примере. Зададимся с некоторым запасом токовой погрешностью $\sim 5\%$, тогда базисная индукция (5)

$$B_{6m} = \frac{1,28 \cdot 5 \cdot 30(1 - 0,05)}{222 \cdot 0,00191 \cdot 239} = 1,8 \text{ тл.}$$

По кривым для стали Э310 $H_6=18$ а/см, $\psi=7^\circ$ [Л. 2]. Расчеты с последовательным приближением показали, что типовым кривым при кратности 30 соответствует $f=4\%$, индукция 1,82 тл, что создает дополнительный запас по напряженности поля. Выбор базисной индукции в пределах 1,7—1,8 тл практически не изменяет U_* и $z_{нг}$, приведенных далее в таблицах.

Расчеты при заданной токовой погрешности менее 10% и $\cos \varphi=0,8$ даны в табл. 2. В расчетах сохраняется токовая погрешность, соответствующая базисным условиям. Из табл. 2 видно, что при больших токах точный расчет дает большие допустимые нагрузки, а при малых токах — меньшие, чем каталожные кривые 10%-ной кратности и приближенный расчет в табл. 1.

В базисном режиме $r_2=1,05$ ом; $x_2=0,73$ ом; $\alpha+\psi=35+7=42^\circ$. На основании известной формулы из векторной диаграммы, изображенной на рис. 1, следует:

Рис. 1. Векторная диаграмма токов при $f=10\%$. $\alpha+\psi=30^\circ$, $I_{0*}=20\%$.

$$I_{0*} = (1+h) \left[\sqrt{\sin^2(\alpha+\psi) + \frac{1}{(1+h)^2} - 1} - \sin(\alpha+\psi) \right] = 0,85(\sqrt{0,66^2 + 0,11} - 0,66) = 0,076.$$

Следовательно, намагничивающий ток больше погрешности и лишь благодаря наличию запаса он не превышает 10%. При отсутствии запаса $f=10\%$ и при малых углах $\alpha+\psi$ намагничивающий ток может достичь 20% (рис. 1).

Таблица 2

m	$H=18 \frac{m}{30}, \text{ а/см}$	$B_m, \text{ тл}$	$U_* = \frac{B_m}{1,8}$	$z_2=1,28 \frac{30}{m}, \text{ ом}$	$z_{нг}=z_2-0,48, \text{ ом}$
43,5	26	1,83	1,017	0,90	0,42
30	18	1,80	1,00	1,28	0,80
6,6	4	1,66	0,93	5,40	4,9

Пересчет базисных величин на заданный намагничивающий ток при активной нагрузке. Для дифференциальных и некоторых других сложных защит требуется обеспечить не токовую погрешность, а намагничивающий ток менее 10% при активной нагрузке. Для более чувствительных защит менее 5%.

На основе базисных величин из предыдущего примера при $f \approx 5\%$ (с запасом менее 10%) можно с помощью пересчетных формул найти параметры при намагничивающем токе $I_{0*} \approx 5\%$ (с запасом менее 10%), $\cos \varphi=1$, $m=m_6=30$. Напряженность поля при сохранении запаса по (10)

$$H = 18 \frac{30 \cdot 0,05}{30 \cdot 0,076} = 12 \text{ а/см.}$$

По кривой [Л. 2] для Э310 $B_m=1,76$ тл, $\psi=9^\circ$.

Далее следует задаться сопротивлением нагрузки для определения U_* . Расчеты показали, что выбор для этой цели активной нагрузки в пределах 0,7—0,8 ом практически не изменяет U_* и окончательные результаты. В этом заключается одно из преимуществ пересчетного метода. Примем из первого примера $r_{нг}=0,77$ ом. Тогда $\alpha+\psi=12+9=21^\circ$. При $I_{0*}=5\%$ погрешности $h = -0,05 \cdot 0,36 - 0,5(0,05 \cdot 0,93)^2 = -0,019$; $f = -0,015$.

Относительное напряжение (9)

$$U_* = \frac{1,76(1 - 0,05)}{1,8(1 - 0,015)} = 0,94.$$

Допустимые сопротивления вторичной цепи (8) и нагрузки (14) $z_2=1,28 \cdot 0,94=1,2$ ом; $r_{нг}=0,77$ ом.

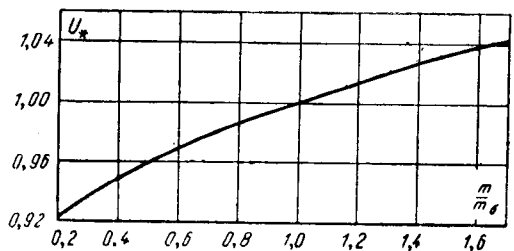


Рис. 2. Кривая относительного напряжения трансформатора тока при базисной индукции 1,7—1,8 тл.

Полученные величины примем за новые базисные и определим допустимые нагрузки при других кратностях тока. Произведем вначале расчет без учета изменения токовой погрешности при кратности 43,5, при этом (см. табл. 3)

$$H = 12 \frac{30}{43,5} = 17,4; B_m = 1,8 \text{ тл}; U_* = \frac{1,8}{1,76} = 1,02;$$

$$z_2 = 1,2 \frac{30}{43,5} 1,02 = 0,84 \text{ ом}; r_{нг} = 0,39 \text{ ом}.$$

Учтем изменение токовой погрешности:

$$r_2 = 0,39 + 0,41 = 0,8 \text{ ом}; x_2 = 0,25 \text{ ом}; \alpha + \psi = 17 + 7 = 34^\circ;$$

$$h = -0,05 \cdot 0,56 - 0,5 (0,05 \cdot 0,83)^2 = -0,029; f = -0,025;$$

$$U_* = \frac{1,8 (1 - 0,015)}{1,76 (1 - 0,025)} = 1,03; r_{нг} = 0,4 \text{ ом}.$$

Из табл. 3 видно, что точный учет в (9) токовой погрешности несущественно влияет на результат и расчеты могут производиться упрощенно.

Таблица 3

m	H, а/см	B _m , тл	Без учета изменения f			С учетом изменения f		
			U _*	z ₂ , ом	r _{нг} , ом	U _*	z ₂ , ом	r _{нг} , ом
43,5	17,4	1,80	1,02	0,84	0,39	1,03	0,85	0,40
30	12,0	1,76	1,00	1,20	0,77	1,00	1,20	0,77
6,6	2,6	1,64	0,93	5,1	4,70	0,923	5,05	4,63

На основе базисных величин при заданном намагничивающем токе могут быть найдены допустимые сопротивления при другом намагничивающем токе или при заданной погрешности путем применения пересчетных формул.

Расчет с помощью кривых в относительных единицах. Вместо использования кривой намагничивания можно производить расчеты с помощью кривой относительного напряжения

(рис. 2), которая может учитывать не только изменение индукции, но и изменение погрешности при заданном намагничивающем токе. Кривая построена по точкам из предыдущего примера. Определим допустимое активное сопротивление нагрузки с помощью кривой на рис. 2. Относительная кратность при $m=43,5$ равна $43,5/30=1,45$. По кривой $U_* = 1,03$; $z_2 = 1,2 \frac{30}{43,5} 1,03 = 0,85 \text{ ом}$; $r_2 = 0,4 \text{ ом}$.

Кривая на рис. 2 пригодна для трансформаторов тока с базисной индукцией 1,7—1,8 тл с н. с. первичной обмотки 800—2000 ав. Для всех типов должно быть до восьми аналогичных кривых.

На основании (8)

$$U_* = \frac{m z_2}{m_6 z_{26}}.$$

Следовательно, кривая рис. 2 характеризует изменение $m z_2$ в зависимости от кратности тока. В приближенных расчетах эта величина постоянна и кривая превращается в прямую горизонтальную линию, т. е. $U_* = 1$. У шинных трансформаторов тока с большим номинальным током обратный провод оказывает подмагничивающее действие. Это влияние может быть учтено при построении кривой на рис. 2 на основе экспериментальных данных.

Выводы. 1. Если для трансформатора тока известны все величины в среднем режиме, который назовем базисным, то путем пересчета легко найдутся все величины в другом режиме. Число расчетов значительно меньше, чем при последовательном приближении. Точность результатов пересчета практически не зависит от принятой в расчете кривой намагничивания, по которой находятся лишь отношения индукций, а в основном определяется точностью базисных величин.

2. При базисной кратности тока следует задавать базисные величины: сопротивления нагрузки, обмотки, полное сопротивление вторичной цепи и индукцию при двух гарантированных значениях намагничивающего тока или погрешности (5 и 10%). Целесообразно гарантировать намагничивающий ток при чисто активной нагрузке, что соответствует более тяжелым условиям.

3. Определение допустимых нагрузок при других кратностях или других условиях производится с высокой точностью путем пересчета. При этом для упрощения могут быть использованы типовые кривые в относительных единицах. Небольшое число кривых охватывает все типы трансформаторов тока.

Литература

1. Справочник по релейной защите, Госэнергоиздат, 1963.
2. Барзилович В. М., Высоковольтные трансформаторы тока, Госэнергоиздат, 1962.

[26.2.1968]



Влияние асинхронных двигателей на распределение спектра низкочастотных составляющих помех

Канд. техн. наук И. Ф. ОГОРОДНЕЙЧУК,
инженеры И. Я. ЖУРАВЛЕВ и В. П. СОЛОХА
Харьковский институт радиозлектроники

Спектральный состав низкочастотных помех силовых и распределительных сетей определяется действием целого ряда факторов: нелинейностью магнитной системы генераторов и трансформаторов, а также режимами работы электрических машин.

Существенное влияние на распределение спектра помех оказывает трансформирование их из сетей высокого напряжения в сети низкого напряжения и наоборот. Спектральный состав помех изменяется в соответствии с амплитудно-частотными характеристиками силовых сетей.

В настоящее время ставятся задачи по дифференцированному изучению источников помех и разработке мер их подавления. Генератор как источник образования и трансформатор как источник образования и преобразования помех довольно хорошо изучены [Л. 1, 2 и др.].

Исследования помех в шахтных силовых распределительных сетях 0,4—6 кВ показали, что спектральный состав помех низкочастотного диапазона (от 150 Гц до 5 кГц) не остается постоянным. Изменяются не только амплитуды составляющих, но и характер их распределения, появляются составляющие спектра, частота которых не кратна основной гармонике силового напряжения (50 Гц). Изучение этого вида помех показало, что появление их связано с работой асинхронных электродвигателей. В рабочем режиме асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором возникает зубцовая э. д. с. [Л. 3], частота которой пропорциональна числу оборотов двигателя и числу пазов статора

$$f_z = \frac{z(1-s)n_c}{60}, \quad (1)$$

где z — число зубцов статора;
 n_c — синхронное число оборотов;
 s — величина скольжения.

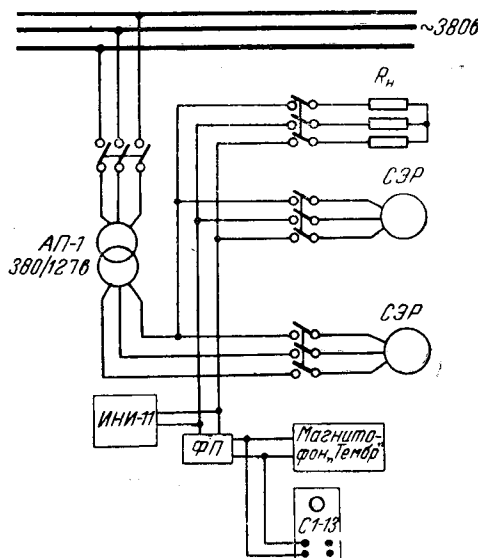


Рис. 1. Схема записи спектрального состава гармонических составляющих.

Изменение зубцовой частоты f_z связано с изменением нагрузочного момента на валу. В условиях резкопеременных нагрузок зубцовая частота может изменяться в широких пределах. При работе большого числа асинхронных электродвигателей, что имеет место в низковольтных распределительных сетях 6—0,66—0,4 кВ, каждый двигатель создает зубцовую э. д. с., частота которой зависит от типа и конструкции двигателя. Накладываясь на спектр гармонических составляющих, зубцовые э. д. с. вносят существенные изменения в распределении спектра помех.

В режиме отключения, после размыкания силовых контактов пусковой аппаратуры, зубцовая э. д. с. выбега индуктируется в статоре до момента исчезновения поля ротора. Длительность процесса генерирования зубцовой э. д. с. зависит от конструкции привода и тока нагрузки в момент размыкания, но обычно заканчивается раньше полной остановки двигателя через 1,3—2,5 сек.

Амплитуда основной составляющей зубцовой э. д. с. E_z определяется в первую очередь типом обмотки статора и конструкцией ротора, соотношением мощностей силового трансформатора и асинхронного электродвигателя, нагрузочным моментом на валу двигателя и величиной входного сопротивления сети (таблица).

Результаты обработки осциллограмм выбега асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором для различных шахтных машин и механизмов

Наименование машин и тип двигателя	Мощность двигателя, кВт	Продолжительность действия зубцовой э. д. с. выбега, сек	Частота основной гармоники зубцовой э. д. с., Гц	Максимальное значение амплитуды основной гармоники зубцовой э. д. с., мВ
Комбайн ЛГД-1 ЭКДО4-1с (МАО-600/400)	92	1,3—1,6	1 180	46
Комбайн «Донбасс-1к» ЭДК4-1	88	1,3—1,6	1 180	52
Комбайн «Донбасс-1» МАД 191/11к	65	1,3—1,6	1 180	56
Скребок и ленточные конвейеры				
КО-32-4	32	1,5—1,8	720	130
МА-144-2/4	29	1,5—1,8	720	130
КОФ-22-4	20	1,4—2	910	180
МА-143-1/4	11,4	1,5—1,8	1 220	414
КОФ-12-4	11	1,5—1,8	1 220	418
Вентилятор СВМ-5	10	1,9—2,2	1 430	485
Сверло СЗР-19Д	1,2	1,8—2,0	1 200	1 000

Для выяснения влияния нагрузки на валу двигателя на изменение спектра была собрана экспериментальная установка, схема которой приведена на рис. 1.

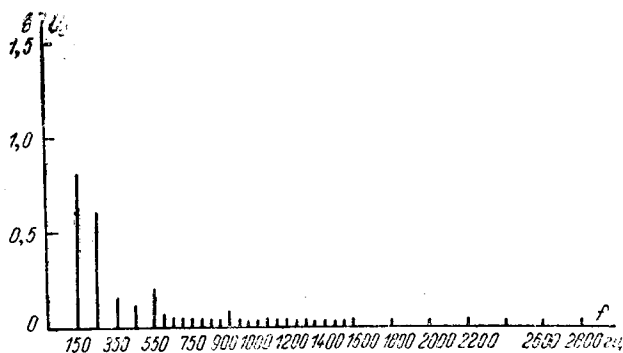


Рис. 2. Спектральный состав гармонических составляющих при холостом ходе понижающего трансформатора.

Для записи использовался стандартный магнитофон с полосой 30 гц — 12 кгц, который подключался к сети через RC фильтр присоединения, собранный по схеме двойного Т-образного моста. Фильтр настроен на подавление гармоники 50 гц.

Для магнитной записи предварительно проводилась калибровка магнитофона в диапазоне частот от 100 гц до 10 кгц при различных уровнях входного сигнала. При построении спектральных характеристик распределения помех принимались во внимание пересчетные характеристики тракта магнитной записи и характеристика фильтра присоединения. Коэффициент нелинейных искажений измерялся прибором ИНИ-11.

Анализ записей помех произведен с помощью избирательного усилителя ИГУ-60 и лампового вольтметра МВЛ-3. Для калибровки ИГУ-60 был применен звуковой генератор ГЗ-33.

Выяснение влияния отдельных элементов сети на распределение спектра помех определялось в следующей последовательности.

На первом этапе была произведена магнитная запись помех при холостом ходе трансформатора АП-1 мощностью $P=2,5$ ква.

Распределение гармонических составляющих показано на рис. 2. Амплитуды составляющих равномерно убывают с возрастанием порядка гармоник. На частотах 1400—1600 гц значение амплитуд составляющих равно 15—10 мв. В полученном спектре преобладают гармонические составляющие,

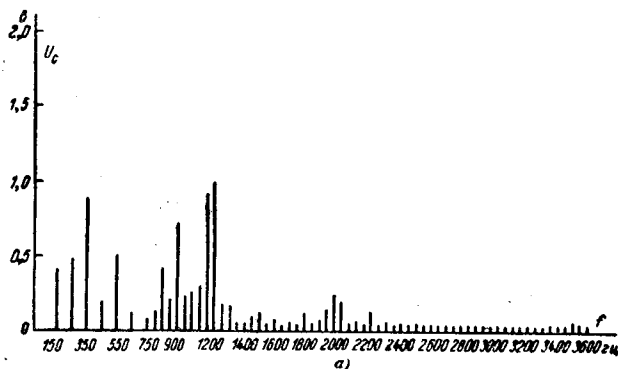


Рис. 3. Спектральный состав гармонических составляющих в системе трансформатор — асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором при холостом ходе двигателя.

кратные основной гармонике (50 гц), трансформируемые из сети напряжением 380 в в сеть 127 в через понижающий трансформатор, и их комбинационные составляющие. Нелинейные искажения в сети при холостом ходе трансформатора составляли 0,7—0,75% в течение всего времени измерений. Нелинейные искажения на стороне 380 в составляли 0,7—0,75%, в том числе для опытов с различными видами нагрузки — 0,80—0,92%.

При подсоединении к трансформатору активной нагрузки близкой к номинальной (25 а) распределение составляющих мало отличается от случая холостого хода трансформатора, однако амплитуды гармоник сильно возрастают и спектр гармоник с уровнем 15—10 мв расширяется до частот 2000—2100 гц. Нелинейные искажения со стороны 127 в составляют 1,8%.

При включении асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором, работающего на холостом ходу ($I_{х.х}=10$ а), происходит перераспределение составляющих в спектре (рис. 3). На частоте 1200 гц появляется составляющая зубцовой э. д. с. по амплитуде, сравнимая с 3-й гармоникой. В спектре появляются дополнительные комбинационные составляющие от наложения $f_{з.х.х}$ и гармонических составляющих, в результате чего амплитуды составляющих, лежащих вблизи $f_{з.х.х}$, резко возрастают. Центр помех с наибольшими уровнями смещается в сторону $f_{з.х.х}$, а составляющие с амплитудами 15—10 мв действуют на частотах 4200—4400 гц. В спектре четко выделяется 3-я гармоника $f_{з.х.х}$ на частоте 3600 гц.

Включение двух однотипных двигателей, работающих на холостом ходу, еще более наглядно показывает действие зубцовой э. д. с. на общую картину распределения спектра. При совпадении фаз и оборотов роторов обоих двигателей амплитуда удваивается, при несовпадении оборотов наблюдаются биения. Общая картина распределения спектра изменяется во времени в соответствии с пульсациями (биениями) амплитуд основных составляющих $f_{з.х.х}$ и спектр низкочастотных составляющих помех в условиях работы электрических машин не может оставаться постоянным во времени.

Изменение нагрузочного момента на валу асинхронного электродвигателя, в свою очередь, приводит к изменению спектрального состава помех. На рис. 4 показано распределение составляющих при равномерной нагрузке на валу двигателя ($I_H=17$ а). Изменение нагрузочного момента приводит к изменению числа оборотов ротора, а следовательно, и частоты основной гармоники $f_{з.н}=780$ гц. Уменьше-

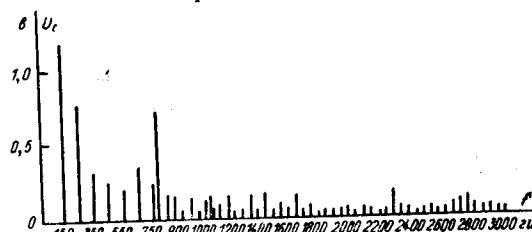


Рис. 4. Спектральный состав гармонических составляющих в системе трансформатор — асинхронный двигатель при токе $I_H=17$ а.

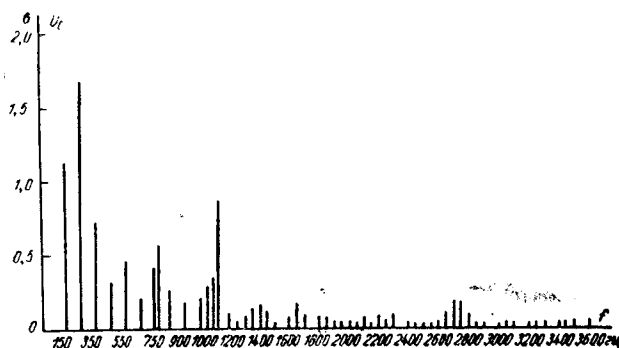


Рис. 5. Спектральный состав гармонических составляющих в системе трансформатор — два двигателя, один из которых вращался холостую, а второй нагружен.

ние амплитуды основной составляющей $f_{эл}$ при увеличении нагрузки на валу двигателя объясняется уменьшением входного сопротивления сети. При работе двух двигателей, один из которых работает холостую, а второй — под нагрузкой, произошло наложение спектров, зафиксированное отдельно.

На рис. 5 показано распределение составляющих при нагрузке на один из двигателей $I_n = 18$ а и суммарном токе, равном 25 а. В спектре наблюдается составляющая $f_{эл.х.х}$ ($f = 1180$ гц) от двигателя, работающего на холостом ходу, и $f_{эл}$ ($f = 760$ гц) от двигателя, работающего под нагрузкой.

Процесс работы двух параллельно включенных двигателей сопровождается появлением дополнительного числа комбинационных составляющих и гармоник от f_3 , причем происходит расширение спектра составляющих в область верхних частот.

В реальных сетях, нагруженных различными электродвигателями, работающими в различных режимах, изменения спектров низкочастотных помех могут быть весьма значительными.

Литература

1. Сарапкин В. В., Колебания комбинационных частот в линиях высокого напряжения, «Электричество», 1966, № 7.
2. Смирнов Б. В. и Сарапкин В. В., Образование и структура помех в воздушных электрических сетях 0,4—35 кВ, «Электросвязь», 1960, № 7.
3. Пиотровский Л. М., Электрические машины, Госэнергоиздат, 1952.

[3.2.1967]



Новые книги издательства „Энергия“

Абрамов Е. П. Аппаратура телепередачи информации ЭЦВМ. М., 1968. 96 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 258). 26 к.

Гинзбург С. А. Математическая непрерывная логика и изображение функций. М., 1968. 136 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 274). 43 к.

Козлов Е. М. Конструирование и расчет обмоточных приспособлений электрических машин. М., 1968. 176 с. («Технология электромашиностроения». Вып. 5). 49 к.

Коковин В. Е. Фильтры симметричных составляющих в релейной защите. М., 1968. 88 с. (Б-ка электромонтера. Вып. 240). 17 к.

Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств. М., 1968. 248 с. 1 р. 19 к.

Петров И. И. и Мейстель А. М. Специальные режимы работы асинхронного электропривода. М., 1968. 264 с. 84 к.

Сафрошкин Ю. В. Переходные характеристики и устойчивость транзисторных стабилизаторов напряжения и тока. М., 1968. 168 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 272). 60 к.

Ульянов С. А. Сборник задач по электромагнитным переходным процессам в электрических системах. Учебное пособие для электротехнических и энергетических вузов и факультетов. М., 1968. 496 с. 1 р. 17 к.

Шапоров О. М. Техника работы на электронных моделирующих установках. М., 1968. 100 с. 28 к.

Энциклопедия измерений контроля и автоматизации (ЭИКА). Вып. 9. М., 1968. 64 с. 57 к.

Зайчик М. Ю. Сборник задач и упражнений по теоретической электротехнике. Учебное пособие для электро-радиотехнических техникумов. Изд. 3-е, переработ. и доп. М., 1968. 472 с. 91 к. в перепл.

Каган Б. М., Адасько В. И. и Пурэ Р. Р. Запоминающие устройства большой емкости. Под ред. Б. М. Кагана. М., 1968. 320 с. 1 р. 09 к. в перепл.

Клюев А. С. Автоматическое регулирование. М., 1968. 344 с. 1 р. 02 к. в перепл.

Расчет переходных процессов в электрических системах и на ЭЦВМ. М., 1968. 104 с. 25 к. Авт.: Долгинов А. И., Левина Л. С., Ступель А. И. и Шатин В. С.

Сили С. Электромеханическое преобразование энергии. Пер. с англ. М., 1968. 376 с. 1 р. 43 к. в перепл.

Справочник по прикладной измерительной технике. Под ред. Д. Консайдана и С. Росса. Пер. с англ. М., 1968. 624 с. 5 р. 43 к. в перепл.

Шехтер С., Крэчуноу А. и Кириак А. Унифицированные системы автоматического регулирования. Пер. с рум. М., 1968. 272 с. 1 р. 21 к. в перепл.

К расчету потоков мощности при обмене энергосистем аварийным резервом

Инженеры В. В. ЕРШЕВИЧ и А. Д. МАЦ

Харьков

Одним из наиболее ощутимых преимуществ объединения энергосистем является сокращение необходимого аварийного резерва. Наиболее крупные аварии в разных энергосистемах происходят в разное время, и поэтому появляется возможность поочередно использовать одну и ту же резервную мощность для компенсации аварийно отключаемой мощности. Однако сокращение аварийного резерва за счет объединения энергосистем приводит к возникновению значительных перетоков мощности, связанных с переброской резервов из одних районов объединения в другие.

Размер аварии (по мощности) в той или иной части системы является случайной величиной ξ ; поэтому для выбора расчетного режима, определяющего необходимую пропускную способность межсистемных связей, следует применять вероятностные методы. Только с их помощью можно обеспечить объективный и одинаковый для всех случаев подход к выбору расчетного режима из всего многообразия режимов, встречающихся в эксплуатации.

Размер расчетной аварии по объединению в целом обычно принимается равным величине аварийного резерва.

Величина аварийного резерва, в свою очередь, определяется:

а) на перспективу в 5 и более лет — на основе сопоставления затрат для компенсации ущерба от недоотпуска энергии при авариях и затрат для создания резерва (по методике, разработанной Энергетическим институтом им. Г. М. Кржижановского и институтом Энергосетьпроект);

б) на ближайшие годы — как разность между намеченной мощностью электростанций (за вычетом ремонтного резерва) и ожидаемым максимумом нагрузки.

При известной величине расчетной аварии для объединения в целом возникает задача определения расчетной аварии для входящих в это объединение отдельных энергосистем с целью выявления требований к пропускной способности межсистемных связей.

Расчетный поток мощности в систему S_i из соседних с ней энергосистем (дефицит мощности в системе D_i) определяется как разность между размером аварии в этой системе, имеющей заданную вероятность, и собственным аварийным резервом r_i системы S_i :

$$D_i = \xi_i - r_i. \quad (1)$$

Ниже приводится методика определения величины ξ_i .

Пусть имеется n агрегатов с мощностями $A_1, A_2, \dots, A_n$. Вероятности выхода этих агрегатов из строя соответственно, $P_1, P_2, \dots, P_n$.

Рассмотрим случайную дискретную величину ξ , принимающую значения $\xi_0 < \xi_1 < \dots < \xi_m$. Ясно, что $\xi_0 = 0, \xi_1 = \min \{A_i\}$

(наименьшая мощность агрегата), а $\xi_m = \sum_{i=1}^n A_i$ (установленная мощность системы).

Пусть $P(\xi = \xi_i)$ — вероятность выхода в аварию мощности, равной ξ_i . Тогда вероятность того, что ξ_i примет значение, большее или равное ξ_k , будет равна:

$$P(\xi \geq \xi_k) = \sum_{i=k}^m P(\xi = \xi_i) = P(\xi = \xi_k) +$$

$$+ P(\xi = \xi_{k+1}) + \dots + P(\xi = \xi_m).$$

Расчет вручную $P(\xi \geq \xi_k)$ для реальных энергосистем, содержащих десятки и даже сотни агрегатов, практически невозможен. Авторами разработана программа вычисления на ЭЦВМ «Урал-2» вероятностей $P(\xi \geq \xi_k)$ ($k=0, 1, \dots, m$), реализующая следующий процесс. Вначале считаем, что рас-

считываемая система состоит из двух генераторов, для которых подсчитываем все возможные аварийные выходы мощности ξ_k и $P(\xi \geq \xi_k)$ ($k=1, \dots, 4$).

Затем по одному добавляем оставшиеся агрегаты и производим аналогичный расчет для каждого нового состава агрегатов. Процесс продолжается до тех пор, пока не будут исчерпаны все агрегаты, входящие в состав рассматриваемой системы. На печать выдается группа пар $\xi_k, P(\xi \geq \xi_k)$ ($k=0, 1, \dots, m$).

Программа предусматривает возможность печати результатов для каждого промежуточного состава агрегатов.

«Память» машины распределена таким образом, что должно выполняться условие

$$\sum_{i=1}^n \frac{A_i}{i^h} \leq 349, \quad (2)$$

где

$$h = \min \{A_i, \min_{A_j > A_i} [A_j - A_i]\}.$$

Эта оценка является несколько заниженной, так как она получена в предположении, что в «памяти» машины хранятся все получаемые вероятности. На самом же деле вероятности, величины которых меньше 10^{-19} , воспринимаются машиной как нуль и в дальнейших расчетах не участвуют.

При подготовке исходных данных к расчету мелкие агрегаты, суммарная мощность которых имеет небольшой удельный вес в общей мощности системы, заменяются эквивалентными более крупными агрегатами. Это увеличение h , как показали расчеты, практически не сказывается на конечных результатах даже в тех системах, где оно еще не является необходимым из-за ограничения, налагаемого условием (2).

Например, расчеты, произведенные для системы из 84 агрегатов суммарной установленной мощностью около 10 млн. квт при $h_1=50$ Мвт и $h_2=100$ Мвт дали результаты, приведенные в табл. 1

Таблица 1

$\xi_0, \text{ Мвт}$	$P(\xi \geq \xi_0)$	
	$h=50 \text{ Мвт}$	$h=100 \text{ Мвт}$
1 600	0,0011	0,0014
1 900	0,00014	0,00012

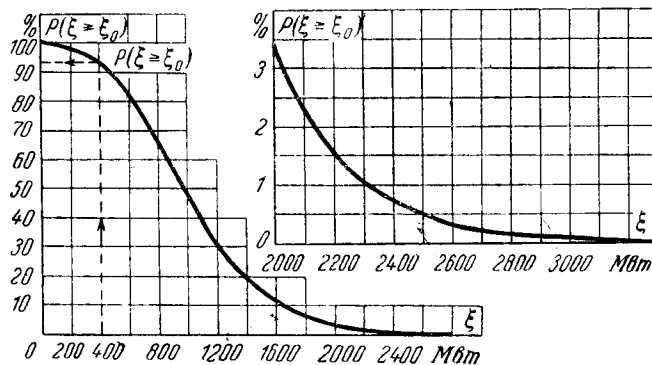


Таблица 2

Энергосистемы		Объединенная энергосистема	Отдельные энергосистемы							
			1	2	3	4	5	6	7	8
Мощность системы, тыс. кВт		29 100	8 250	7 000	3 350	1 650	2 800	1 000	1 400	3 650
$P(\xi \geq \xi_0) = 0,001$	Расчетная авария, тыс. кВт	2 800	1 600	1 200	900	650	950	200	600	950
	То же, в процентах от мощности	9,5	19,5	17	27	39,5	34	20	43	26
$P(\xi \geq \xi_0) = 0,0001$	Расчетная авария ξ_0 , тыс. кВт	3 300	1 800	1 450	1 100	700	1 200	300	650	1 000
	То же, в процентах от мощности	11,2	22	21	33	42,5	43	30	46,5	27,5

С учетом небольшого количества различных типов агрегатов в реальных энергосистемах целесообразно задавать информацию о системе в виде трех чисел A_i , P_i , n_i , где A_i — мощность агрегата i -го типа, P_i — вероятность выхода такого агрегата из строя, n_i — количество агрегатов i -го типа.

На рисунке представлен график функции $P(\xi \geq \xi_0)$, построенный по результатам расчета для крупной объединенной энергосистемы из 188 агрегатов мощностью около 30 млн. кВт. Весьма характерным является наличие на этой кривой двух пологих участков — в начале и конце кривой. Это показывает, что, во-первых, в крупной энергосистеме значительная мощность практически постоянно находится в аварийном простое (с вероятностью, близкой к 1), а во-вторых, вероятность ава-

рий, начиная с размера около 10% мощности системы, равна или менее 0,001, что соответствует надежности $(1-P) = 0,999$ или более.

Имея аналогичные кривые для каждой отдельной системы (узла), входящей в объединение, можно по заданной величине ξ_0 расчетной аварии для объединения найти по кривой, соответствующую вероятность $P(\xi \geq \xi_0)$, а по этой вероятности определить размер расчетной аварии ξ_i для любой отдельной энергосистемы по соответствующей этой системе кривой.

Результаты расчета, проведенного для упомянутой выше объединенной энергосистемы, приведены в табл. 2.



УДК 621.314.21.017.32

Расчет вихревых токов в тонкой пластинке для определения добавочных потерь в трансформаторах и реакторах

Канд. техн. наук С. И. ЛУРЬЕ

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

В трансформаторах, реакторах и других аппаратах необходимо определять добавочные потери от вихревых токов в деталях, пронизываемых переменным магнитным потоком (крайние пластины стали шихтованных сердечников, металлические накладки, электростатические экраны и т. д.). Решение задачи в общем случае, когда известна система возбуждающих токов в обмотках, дано, например, у В. Смэйта [Л. 1], однако даже для простейших практических случаев расчеты оказываются весьма сложными. В то же время практический интерес для расчета добавочных потерь в трансформаторах и реакторах представляет случай, когда поле на поверхности пластины известно (по непосредственным измерениям на изготовленном объекте или на физической модели) или оценено по магнитному полю без учета «обратного действия» вихревых токов в пластине (расчеты на ЭЦВМ, математическое моделирование). Рассмотрим расчет вихревых токов для этого случая.

На рис. 1 показана пластина, расположенная в плоскости $z=0$. Уравнение электромагнитной индукции при синусоидальном поле имеет вид:

$$\operatorname{rot} \dot{\delta}(x, y) = -j \frac{\omega}{\rho} \dot{B}_z, \quad (1)$$

где $\dot{\delta}(x, y) = \dot{\delta}_x + j\dot{\delta}_y$ — плотность тока в пластине;

$\dot{B}_z(x, y)$ — нормальная составляющая индукции магнитного поля;

ω — круговая частота;

ρ — удельное сопротивление материала пластины.

Примем, что плотность тока равномерно распределена по толщине пластины d (которая в общем случае может быть функцией координат). Это соблюдается, например, если величина d меньше глубины проникновения электромагнитной волны.

Введем вспомогательную функцию тока $\dot{I}$ такую, что

$$\operatorname{rot} \dot{I} = d \dot{\delta} \text{ и } \operatorname{div} \dot{I} = 0. \quad (2)$$

Из (1) и (2) имеем $\dot{I} = k \dot{I}_z = k \dot{I}$ и далее

$$\frac{\partial^2 \dot{I}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{I}}{\partial y^2} = -j \frac{\omega d}{\rho} B_z(x, y). \quad (3)$$

Из первого уравнения (2) определяем:

$$\dot{\delta}_x = \frac{1}{d} \frac{\partial \dot{I}}{\partial y}; \quad \dot{\delta}_y = -\frac{1}{d} \frac{\partial \dot{I}}{\partial x}. \quad (4)$$

На границе пластины имеется лишь составляющая плотности тока, направленная по линии, касательной к границе, т. е. $\dot{I}(\tau) = C$, а нормальная к границе составляющая плотности тока отсутствует. Постоянную C удобно выбрать равной нулю. Это возможно, поскольку в уравнениях (3) и (4) входят лишь производные функции $\dot{I}$. Таким образом, решение задачи сводится к интегрированию уравнения Пуассона (3) при нулевых граничных условиях и дифференцированию найденной функции $\dot{I}$.

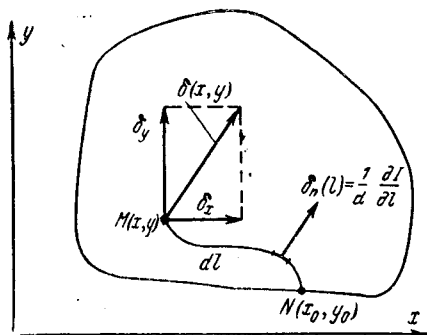


Рис. 1. Составляющие плотности тока в тонкой пластине.

Функция I равна току через произвольную линию на пластине от произвольной точки $N(x_0, y_0)$ на границе (рис. 1) до произвольной точки $M(x, y)$ на пластине

$$\int_{x_0, y_0}^{x, y} d\delta_n(l) \cdot dl = \int_{x_0, y_0}^{x, y} \frac{\partial I}{\partial l} dl = I(x, y).$$

Здесь $I(x_0, y_0) = C = 0$.

Нормальная составляющая индукции в общем случае является комплексной функцией и поэтому функция $I(x, y)$ также комплексная:

$$I(x, y) = I_a(x, y) + jI_p(x, y). \quad (5)$$

Производя подстановку (5) в (3), получаем два уравнения Пуассона для активной $I_a(x, y)$ и реактивной $I_p(x, y)$ составляющих. Определив раздельно активные и реактивные составляющие плотности тока δ_{ax} , δ_{px} , δ_{ay} , δ_{py} , можно определить полный вектор

$$\dot{\delta} = \dot{\delta}_x + j\dot{\delta}_y = 1(\delta_{ax} + j\delta_{px}) + j(\delta_{ay} + j\delta_{py}).$$

Общие потери на вихревые токи находятся интегрированием удельных потерь по всей площади пластины S :

$$P = d\rho \iint_S \delta_x^2 dx dy + d\rho \iint_S \delta_y^2 dx dy.$$

Для часто встречающихся на практике прямоугольных пластин решение уравнения (3) получается в виде двойных рядов [Л. 2].

В качестве примера рассмотрим прямоугольную пластину толщиной d , имеющую широкую сторону a и узкую b (рис. 2). На поверхности пластины задана нормальная составляющая магнитной индукции, постоянная по всей ее площади и равная jB .

Решение для функции тока записываем в виде [Л. 2]:

$$I(x, y) = - \sum_{m=1, 2, \dots} \sum_{n=1, 2, \dots} A_{mn} \frac{1}{\pi^2 \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} \right)} \times \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b}, \quad (6)$$

где

$$A_{mn} = \frac{\omega d}{\rho} \frac{4B}{ab} \int_0^a \sin \frac{m\pi \xi}{a} d\xi \int_0^b \sin \frac{n\pi \eta}{b} d\eta = \frac{16}{\pi^2} \frac{\omega d}{\rho} B \frac{1}{mn}$$

при $m=1, 3, \dots$; $n=1, 3, \dots$ и $A_{mn}=0$ при $m=2, 4, 6, \dots$; $n=2, 4, 6, \dots$

Для составляющих плотности вихревых токов получаем:

$$\begin{aligned} \delta_x &= \frac{1}{d} \frac{\partial I(x, y)}{\partial y} = \\ &= \delta_0 \frac{32}{\pi^3} \sum_{m=1, 3, \dots} \sum_{n=1, 3, \dots} \frac{\sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}}{\left[\left(\frac{b}{a} \right)^2 m^2 - n^2 \right]}; \end{aligned} \quad (7)$$

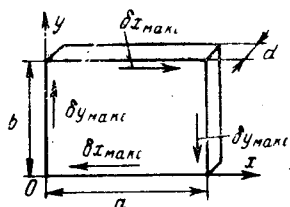
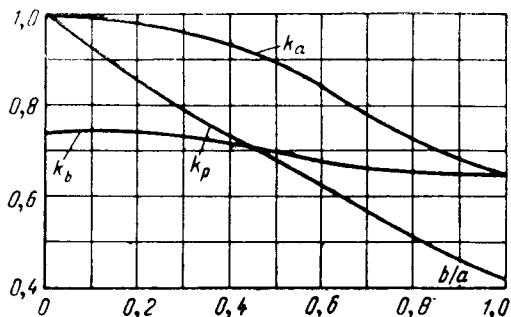


Рис. 2. Зависимости k_a , k_b , $k_p = f(b/a)$ для прямоугольной пластины, находящейся в равномерном магнитном поле.



$$\begin{aligned} \delta_y &= -\frac{1}{d} \frac{\partial I(x, y)}{\partial x} = \\ &= \delta_0 \frac{32}{\pi^3} \sum_{m=1, 3, \dots} \sum_{n=1, 3, \dots} \frac{\cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b}}{n \left[\left(\frac{b}{a} \right)^2 m^2 + n^2 \right]}. \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь

$$\delta_0 = -\frac{\omega b}{\rho} B.$$

Величина δ_0 соответствует плотности тока на краю пластины бесконечной длины и может быть получена из простых расчетов или из выражения (7) непосредственным суммированием [Л. 3] при $x=0,5$; $y=0$; $b/a=0$.

Практический интерес представляет определение максимальных значений $\delta_{x \max}$ (при $x=0,5 a$; $y=0$) и $\delta_{y \max}$ (при $x=0$; $y=0,5 b$):

$$\begin{aligned} \delta_{x \max} &= \delta_0 \frac{32}{\pi^3} \sum_{m=1, 3, \dots} \sum_{n=1, 3, \dots} \frac{\sin \frac{\pi}{2} m}{\left[\left(\frac{b}{a} \right)^2 m^2 - n^2 \right]} = \\ &= \delta_0 k_a; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \delta_{y \max} &= \delta_0 \frac{32}{\pi^3} \sum_{m=1, 3, \dots} \sum_{n=1, 3, \dots} \frac{\sin \frac{\pi}{2} n}{\left[\left(\frac{b}{a} \right)^2 m^2 + n^2 \right]} = \\ &= \delta_0 k_b. \end{aligned} \quad (10)$$

Для расчета k_a и k_b приходится суммировать знакочередующиеся ряды, сходящиеся достаточно быстро. Результаты расчетов представлены на рис. 2.

Удельные потери (на единицу площади пластины) в области максимальных составляющих плотности тока

$$p_a = p_{x \max} = \delta_0^2 \rho d k_a^2; \quad p_b = p_{y \max} = \delta_0^2 \rho d k_b^2. \quad (11)$$

Суммарные потери в пластине:

$$\begin{aligned} P &= \int_0^a \int_0^b \rho d (\delta_x^2 + \delta_y^2) dx dy = \frac{1}{3} \delta_0^2 \rho d a b k_p = \\ &= \frac{1}{12} \frac{\omega^2 B^2}{\rho} d a b^3 k_p = P_0 k_p, \end{aligned} \quad (12)$$

где

$$k_p = \frac{3}{4} \left(\frac{32}{\pi^3} \right)^2 \sum_{m=1, 3, \dots} \sum_{n=1, 3, \dots} \frac{1}{m^2 n^2 \left[\left(\frac{b}{a} \right)^2 m^2 + n^2 \right]}. \quad (13)$$

Точное суммирование этого двойного ряда при $b/a=0$ дает $k_p=1$ [Л. 3], т. е. величина P_0 соответствует бесконечно длинной пластине. Зависимость k_p от b/a показана на рис. 2.

Если в выражении (13) удержать лишь первые члены ряда, то получится:

$$k_p = 0,75 \frac{\frac{a}{b}}{\frac{a}{b} + \frac{b}{a}}, \quad (14)$$

т. е. широко распространенная формула для потерь в пластине (например, [Л. 4]), выведенная из допущения о прямоугольной форме трубок поля. Погрешность по отношению к точному решению при этом будет составлять от —10 до —25%.

На основании анализа кривой k_p (рис. 2) может быть предложена весьма точная ($\pm 3\%$) и простая формула

$$k_p \approx 1 - 0,6 \frac{b}{a}. \quad (15)$$

Кроме аналитических и численных методов для расчета вихревых токов в пластине (решение уравнения Пуассона) можно предложить метод математического моделирования [Л. 5].

Рассмотренный метод может быть распространен на тонкую пластину с конечным числом внутренних вырезов. В этом случае уравнение Пуассона необходимо интегрировать по многосвязной области. Дополнительными данными должны быть магнитные потоки сквозь вырезы. Для тонкой неплоской пла-

стины решение уравнения Пуассона проводится в координатах, связанных с поверхностью пластины.

В заключение заметим, что изложенный метод был успешно использован для расчета добавочных потерь на ЭЦВМ в листах крайних пакетов стали и немагнитных нажимных плитах стержней трансформаторов, находящихся в поле рассеяния при заданном неравномерном распределении магнитной индукции [Л. 6].

Литература

1. Смайт В., Электростатика и электродинамика, Изд-во иностр. лит., 1954.
2. Канторович Л. В. и Крылов В. И., Приближенные методы высшего анализа, Физматгиз, 1962.
3. Данилов В. Л., Иванова А. А. и др., Математический анализ, функции, пределы, ряды, цепные дроби, Справочная математическая библиотека, Физматгиз, 1961.
4. Стернин В. Г. и Карпенский А. К., Токоограничивающие реакторы, изд-во «Энергия», 1965.
5. Лурье С. И., Математическое моделирование магнитных полей рассеяния трансформаторов и реакторов на электропроводящей бумаге, «Электричество», 1965, № 10.
6. Морозов Д. Н., Расчет местных и общих потерь в пластинах, пронизываемых потоком рассеяния трансформатора или реактора, «Электричество», 1967, № 12.



УДК 621.374.3

О расчете процесса разряда конденсатора на цепь с ферритовым сердечником

Доктор техн. наук, проф. В. Е. БОГОЛЮБОВ, канд. техн. наук Ф. П. ЖАРКОВ
и инж. В. И. ПАРОТКИН

Московский энергетический институт

Широко известно применение математических машин дискретного счета в самых разнообразных областях науки и техники. Многие такие машины построены на феррит-диодных элементах. Для освоения работы этих элементов существенно знать быстротекущий процесс намагничивания ферритового кольца, по обмотке которого протекает разрядный ток конденсатора.

При расчете динамического режима должны учитываться как зависимость магнитной индукции от напряженности поля, так и влияние скорости изменения индукции в сердечнике [Л. 1]. Возможно представить кривую намагничивания в виде зависимости импульса поля от индукции $Q(B)$, где под импульсом поля понимается выражение $Q(B) = \int (H - H_0) dt$, причем H_0 — поле трогания или поле старта — является величиной, близкой к половине ширины статической петли гистерезиса [Л. 2 и 3]. Принятие этих положений означало, что катушка с ферритовым сердечником в динамическом режиме ведет себя как активное сопротивление, величина которого зависит от индукции. На этой основе были построены расчеты отдельных звеньев, содержащих конденсаторы и ферритовые ячейки [Л. 4 и 5]. Данные этих расчетов не вполне точно сходятся с экспериментом, особенно в самом начале и в конце процесса (после завершения процесса перемагничивания), что объясняется не учитывавшимся в расчете влиянием индуктивности катушки с сердечником.

Решим эту задачу более точно, считая, что катушка обладает постоянной индуктивностью, равной средней индуктивности катушек в области насыщения. Исследуемая электрическая цепь показана на рис. 1, а, а ее эквивалентная схема на рис. 1, б. Кривую намагничивания сердечника будем представлять в виде зависимости $B(Q)$ (рис. 2); эта зависимость заимствована из [Л. 2].

При расчете кривую $Q(B)$ будем заменять n прямолинейными участками (на рис. 2 $n=4$). Величина активного сопротивления R остается постоянной на любом из n участков, но меняется скачком при переходе от одного участка к следующему.

В пределах n -го участка справедливо соотношение [Л. 2 и 3]

$$R_n = \frac{dB_n}{dQ_n}, \quad (1)$$

а скорость изменения импульса определяется уравнением

$$\frac{dQ_n}{dt} = \frac{i_n \omega}{l} - H_0. \quad (2)$$

Состояние цепи в начале n -го прямолинейного участка характеризуется напряжением на емкости $U_{Cn}(0)$ током в цепи $i_n(0)$ и импульсом действующего поля $Q_n(0)$. Уравнение цепи для n -го участка имеет вид:

$$U_{Cn}(0) - \frac{1}{C} \int_0^t i_n dt = r i_n + \\ + L \frac{di_n}{dt} + \omega S \frac{dB_n}{dQ_n} \frac{dQ_n}{dt}. \quad (3)$$

После подстановки в (3) соотношений (1) и (2) и дифференцирования получаем дифференциальное уравнение:

$$\frac{d^2 i_n}{dt^2} + \frac{\tau + \tau_n}{LC} \frac{di_n}{dt} + \frac{1}{LC} i_n = 0, \quad (4)$$

где

$$\tau = rC; \quad \tau_n = \frac{C\omega^2 S R_n}{l}.$$

Решение этого уравнения хорошо известно:

$$i_n = A_n e^{p_1 t} + D_n e^{p_2 t}.$$

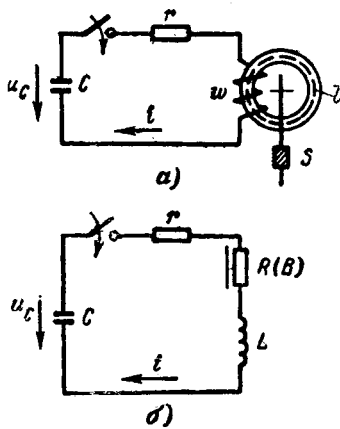


Рис. 1.

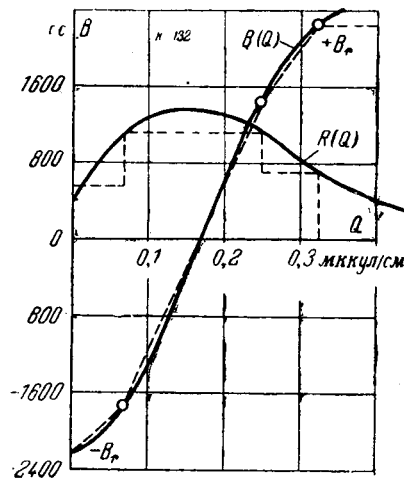


Рис. 2.

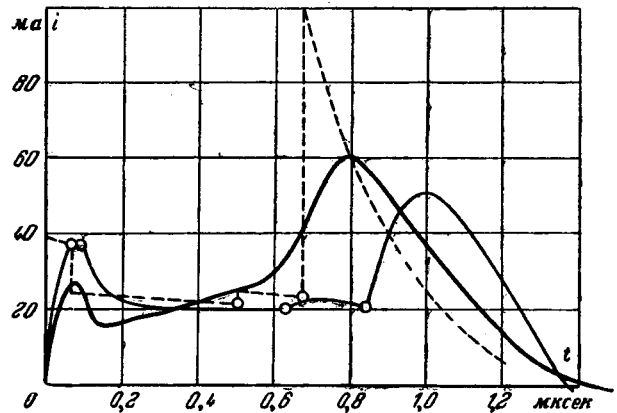


Рис. 3.

Далее легко находится выражение для импульса поля:

$$\begin{aligned} Q_n(t) &= Q_n(0) + \int_0^t (H_n - H_0) dt = \\ &= Q_n(0) + \frac{w}{p_1 t} A_n (e^{p_1 t} - 1) + \\ &+ \frac{w}{p_2 t} D_n (e^{p_2 t} - 1) - H_0 t. \end{aligned} \quad (5)$$

Для определения отрезка времени, за который величина импульса поля достигнет граничного значения, приравняем $Q_n(t_n)$ и $Q_{n+1}(0)$.

Из этого уравнения одним из приближенных методов, например итерационным методом Ньютона, находится время t_n .

По полученным формулам был рассчитан процесс в цепи со следующими параметрами: $C=2080$ нФ, $U_C(0)=18$ в, $r=100$ ом, $l=0,785$ см, $S=6,5 \cdot 10^{-3}$ см², $H_0=0,5$ а/см, $R_1=74$ ом/см, $R_2=177$ ом/см, $R_3=109$ ом/см. При этом $L=12,2$ мГн.

Результаты расчета показаны на рис. 3 (тонкая сплошная линия). Там же изображена экспериментальная кривая (жирная сплошная линия). Точками на расчетной кривой отмечены границы четырех областей, в пределах каждой из которых кривые $Q(B)$ и $R(B)$ заменялись прямыми.

На первом участке начинается разряд конденсатора и растет динамическое сопротивление сердечника. На втором участке сопротивление сердечника максимально, причем точка перегиба характеристики $B(Q)$ соответствует максимуму $R(Q)$. Если построить кривую $i(t)$ точнее, то непосредственно после максимума $R(Q)$ ток с ростом времени в зависимости от параметров цепи может оказаться возрастаю-

щим или убывающим. На третьем участке динамическое сопротивление сердечника падает, а ток возрастает. Конец этого участка соответствует окончанию процесса перемагничивания.

Динамическое сопротивление сердечника практически перестает влиять на четвертом участке. Оставшаяся энергия конденсатора расходуется целиком на потери в сопротивлении r . Разряд происходит весьма интенсивно и сопровождается вторым максимумом тока.

Для сравнения на рис. 3 построена зависимость $i(t)$ при $L=0$ (пунктирная кривая). Точками отмечены границы расчетных областей. Здесь отчетливо выступают вертикальные броски тока при скачкообразном изменении динамического сопротивления феррита, после которых идут участки экспонент.

Литература

1. Поливанов К. М., Ферромагнетики, Госэнергоиздат, 1957.
2. Белявский В. Ф. и Поливанов К. М., О динамических характеристиках ферромагнитных сердечников, Научные доклады высшей школы, «Электромеханика и автоматика», 1959, № 2.
3. Пирогов А. И. и Шамаев Ю. М., Характеристики ферритовых сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса, МЭИ, 1962.
4. Боголюбов В. Е., Шамаев Ю. М. и Логинов М. Н., Переходные процессы в цепи, содержащей емкость или индуктивность и ферромагнетик с прямоугольной петлей гистерезиса, «Электричество», 1961, № 11.
5. Боголюбов В. Е. и Жарков Ф. П., К расчету процесса зарядки конденсатора через петлю связи, содержащую тор с прямоугольной петлей гистерезиса, Известия вузов, «Электромеханика», 1963, № 10.



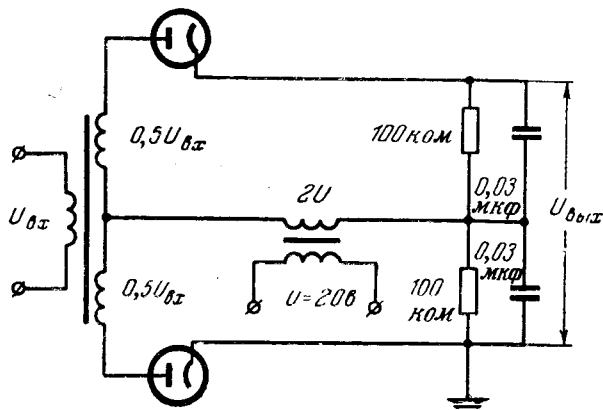


Рис. 3. Принципиальная схема фазового дискриминатора.

в 2,5—3 раза меньше ошибки ручного метода и в 10—15 раз меньше ошибок известных в настоящее время автоматических методов, предназначенных для аналогичной цели.

Литература

1. Майоров Ф. В., Электронные регуляторы, Гос. изд-во технико-экономической литературы, 1956.

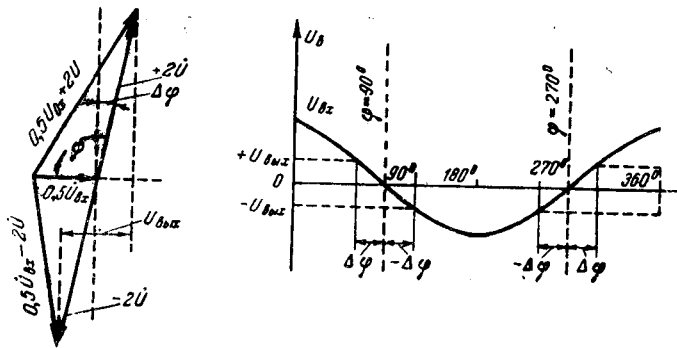


Рис. 4. Векторная диаграмма напряжений фазового дискриминатора и примерная зависимость напряжения на выходе фазового дискриминатора от фазы сигнала рассогласования.

2. Дружинин Н. И. и Новицкий П. В., Некоторые новые вопросы исследования методом ЭГДА на моделях с ионной проводимостью, Известия ВНИИГ, 1953, т. 50.

3. Мациевский Г. А., Описание изобретения к авторскому свидетельству № 155669, Бюллетень изобретений, 1963, № 13.



УДК 538.122

О начальных напряженностях в однородном и неоднородном электрических полях

Доктор техн. наук, проф. Д. В. РАЗЕВИГ

Московский энергетический институт

Хорошо известно, что предложенные различными авторами эмпирические формулы для определения начального напряжения в воздухе в однородном поле [Л. 1] имеют одинаковую структуру

$$U_0 = a\delta s + b\sqrt{\delta s}, \quad (1)$$

причем рекомендованные значения коэффициента a изменяются в пределах 23,85—24,55 кВ/см, а коэффициента b — в пределах 6,08—7,85 кВ/см^{1/2}. В соответствии с этим при увеличении расстояния между электродами начальная напряженность в однородном поле стремится к величине порядка 24 кВ/см (при $\delta=1$).

Формулу (1) нетрудно получить из условия самостоятельности разряда:

$$\alpha s = \ln \frac{1}{\gamma} = K = \text{const}, \quad (2)$$

если зависимость коэффициента ударной ионизации электронами α от напряженности поля E и относительной плотности воздуха δ аппроксимировать формулой:

$$\frac{\alpha}{\delta} = m \left(\frac{E}{\delta} - n \right)^2. \quad (3)$$

В представляющем практический интерес диапазоне изменения напряженности электрического поля такая аппроксимация обычно возможна. Например, для воздуха коэффициенты в формуле (3) имеют значения $m \approx 0,2$ см/кВ² и $n \approx 24$ кВ/см. Совпадение с экспериментальными данными Сандерса и Маша [Л. 1] получается при этом вполне удовлетворительным (рис. 1).

Между коэффициентами уравнений (1) и (3) имеется простая связь:

$$\alpha = n; \quad b = \sqrt{\frac{K}{m}}. \quad (4)$$

Из неоднородных полей наиболее простым и в то же время важным является электрическое поле в окрестности цилиндрического проводника. Хорошо известно, что это поле является практически радиальным и очень мало зависит от формы противоположного электрода, если расстояние до этого электрода много меньше радиуса цилиндра. Поэтому принято [Л. 2] начальную напряженность в цилиндрическом конденсаторе и в промежутке провод-плоскость рассчитывать по единой формуле, структура которой была предложена Пиком:

$$E_0 = 30,3\delta \left(1 + \frac{0,298}{\sqrt{r_0\delta}} \right), \quad \text{кВ/см.} \quad (5)$$

В последнее время Г. Н. Александровым [Л. 3] была получена другая формула:

$$E_0^* = 18,8\delta \left[1 + \frac{1,17}{(r_0\delta)^{0,3}} \right], \quad \text{кВ/см,} \quad (6)$$

которая по утверждению автора лучше соответствует экспериментальным данным для больших радиусов r_0 внутреннего цилиндра.

Нетрудно видеть, что ни формула Пика, ни формула Г. Н. Александрова не соответствуют эмпирическим зависимостям для однородного поля, так как при возрастании радиуса цилиндрического электрода начальная напряженность должна была бы стремиться к той же величине, что и при возрастании расстояния между электродами в однородном поле, т. е. к величине порядка 24 кВ/см.

Для того чтобы формулы для расчета начальной напряженности в однородном и неоднородном полях соответствовали друг другу, целесообразно для цилиндрического электрода также использовать условие самостоятельности разряда:

$$\int_{r_0}^{r_k} \alpha dr = K = \text{const.} \quad (7)$$

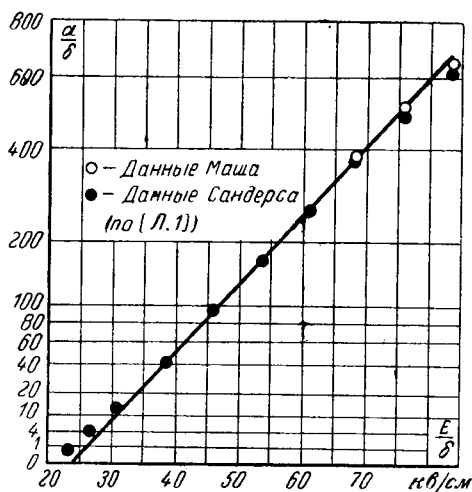


Рис. 1. Зависимость $\frac{\alpha}{\delta} = f\left(\frac{E}{\delta}\right)$ по формуле (3) и по опытным данным.

Такая попытка была сделана в [Л. 4], однако при этом использовалась другая аппроксимация зависимости $\frac{\alpha}{\delta} = f\left(\frac{E}{\delta}\right)$.

Если воспользоваться выражением (3), то верхний предел интегрирования в (7) определяется условием $\alpha=0$, т. е. $E=\delta n$.

Так как вблизи цилиндрического электрода напряженность электрического поля изменяется обратно пропорционально расстоянию r от оси цилиндра, то вместо (7) получим:

$$\int_{r_0}^{r_k} \alpha dr = \int_{r_0}^{r_k} \delta m \left(\frac{E_0 r_0}{\delta r} - n \right)^2 dr = K \quad (8)$$

или после интегрирования:

$$\left(\frac{E_0}{\delta n} \right)^2 - 2 \frac{E_0}{\delta n} \ln \frac{E_0}{\delta n} - 1 = \frac{K}{\delta m n^2 r}. \quad (9)$$

Эмпирические зависимости для однородного и неоднородного полей лучше всего удовлетворяются, если в обоих случаях принять $K = \ln \frac{1}{\gamma} \approx 8$ вместо часто используемой, но не обоснованной величины $K \approx 20$.

В этом случае для однородного поля получаем формулу:

$$U_0 = 24 \delta s + 6,4 \sqrt{\delta s}, \text{ кВ}, \quad (10)$$

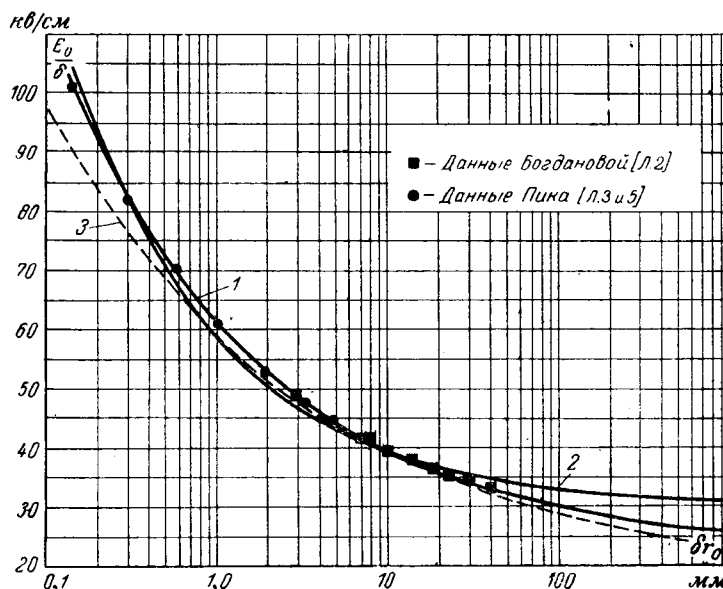


Рис. 2. Зависимость начальной напряженности электрического поля для цилиндрического электрода от его радиуса.

1 — по формуле (11); 2 — по формуле Пика (5); 3 — по формуле Г. Н. Александра (6). Точками показаны опытные данные.

а для определения начальной напряженности электрического поля на поверхности цилиндрического электрода — зависимость:

$$\left(\frac{E_0}{24\delta} \right)^2 - 2 \frac{E_0}{24\delta} \ln \frac{E_0}{24\delta} - 1 = \frac{1}{14\delta r}. \quad (11)$$

Эта зависимость представлена в виде кривой 1 на рис. 2. На этом же рисунке приведены также соответствующие кривые, построенные по формулам Пика и Г. Н. Александра, и результаты экспериментов. Как видно, предложенная формула (11) хорошо согласуется с экспериментальными данными в широком диапазоне изменения радиуса цилиндрического электрода. При значительном увеличении радиуса начальная напряженность стремится к величине 24 кВ/см, однако весьма медленно.

Литература

1. Мик Дж. и Крагс Дж., Электрический пробой в газах, 1960.
2. Богданова Н. Б., Начальные напряжения короны на проводах, «Электроэнергетика», вып. 7, 1963.
3. Александров Г. Н., Коронный разряд на линиях электропередачи, изд-во «Энергия», 1964.
4. Бортник И. М., К обоснованию формулы Пика, ЖТФ, 1964, № 4.
5. Капцов Н. А., Коронный разряд, Госэнергоиздат, 1947.

[22.1.1968]



К ВОПРОСУ О ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЗАМКНУТЫХ ГОРОДСКИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

(Статья В. Г. Холмского и др., «Электричество», 1966, № 5)

Доктор техн. наук, проф. М. Д. КАМЕНСКИЙ

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина,

доктор техн. наук, проф. Б. Л. АЙЗЕНБЕРГ

Ленинградский инженерно-экономический институт им. П. Тольятти,

инж. А. П. ЧМУТОВ

В обсуждаемой статье [Л. 1] высказано положение о том, что в случае разделения замкнутой сети по некоторым оптимальным точкам потери энергии будут меньше, чем при работе по замкнутой схеме; это обосновывается расчетами, выполненными для участка сети, построенного по схеме, описанной в [Л. 2], т. е. по замкнутой схеме сети 6 кв г. Бобруйска.

Действительно, если такую замкнутую сеть разомкнуть и если принять ряд допущений, высказанных в [Л. 1], то возможно будет получено некоторое снижение потерь по сравнению с работой этой сети по замкнутой схеме; но ведь это размыкание будет уже после того, как обычная петлевая или разомкнутая схема сети 6 кв преобразована в замкнутую устройством ряда связей между отдельными линиями. Вот как повлияло включение этих связей в данной городской сети на перераспределение нагрузок между линиями и на их выравнивание, а также на снижение потерь: если при разомкнутой сети отношение максимального тока нагрузки линии, питаемой от шин 6 кв ТЭЦ, к среднему значению тока нагрузки составило 2,12, то при замкнутой схеме оно составило всего 1,33; для линий, питаемых от трансформаторной подстанции 35/6 кв, при разомкнутой схеме — 1,57, и только 1,07 при замкнутой схеме и т. д.

По расчетам Белорусского политехнического института годовые потери в сети Бобруйска в результате перехода на замкнутую схему снизились на 1 250 000 квт·ч. Если применить предлагаемое в [Л. 1] разделение к схеме, еще не введенной на замкнутую, т. е. к обычной петлевой или разомкнутой схеме, для которой характерна высокая степень неравномерности распределения нагрузок между отдельными линиями, то никаким изменением точек токораздела этой неравномерности устранить нельзя — в лучшем случае может быть подобрана точка раздела, обеспечивающая в некоторой степени оптимальное распределение нагрузки только для каждой линии в отдельности; но это конечно не означает оптимальной работы всей совокупности петлевых линий, т. е. сети в целом.

Если даже сравнить потери энергии в уже преобразованной сети, как это делается в [Л. 1], то все же необходимо учесть следующие соображения. Схема городской сети в течение года часто меняется как из-за отключения отдельных линий при аварийных повреждениях участков сети, так из-за профилактических испытаний, а также в связи с необходимостью выполнения ремонтных работ на подстанциях потребителей и т. д. Следовательно, пришлось бы в течение года неоднократно менять точки разделения линий 6 или 10 кв, что при отсутствии выключателей на этих линиях в ТП затруднительно — пришлось бы каждый раз отключать всю линию для выполнения переключений разъединителями, или же установить во всех ТП на всех линиях 6—10 кв выключатели нагрузки, что требует дополнительных затрат.

В [Л. 1] приняты некоторые стабильные типовые суточные графики нагрузки ТП и подстанций — в действительности эти графики меняются и по сезонам, и по дням недели, притом по-разному у разных потребителей, поэтому и расчеты потерь в [Л. 1] требуют внесения поправок, которые всегда будут в пользу замкнутой сети. Наконец, многочисленные переключения в сетях 6—10 кв для поддержания оптимальной с точки зрения потерь схемы разомкнутой сети потребуют труда и времени персонала, что, в свою очередь, должно быть оценено экономически.

Следует остановиться и на вопросе о режиме напряжения. Применение трансформаторов с регулированием напряжения под нагрузкой, особенно автоматическим, весьма желательно, однако в ближайшие годы замена существующих сетевых

трансформаторов мощностью 100—320 кВА представляется нереальной, потери же напряжения при разомкнутой схеме обычно выше, чем при замкнутой, а следовательно, выше и отклонения напряжения от номинального у приемников электроэнергии. Поэтому необходимости применения устройств для регулирования напряжения в замкнутых сетях, как правило, и не возникает в отличие от разомкнутых сетей, а ведь эти устройства требуют затрат денежных средств, ухода и наблюдения, ремонтов и т. д.

При сравнении вариантов схемы следует учитывать также, что замкнутая схема обладает еще одним несомненным эксплуатационным преимуществом: при ней колебания напряжения в случае резкого изменения нагрузки гораздо меньше, чем при любой разомкнутой схеме как автоматизированной, так и не автоматизированной.

Нельзя, наконец, не отметить, что схема, изображенная на рис. 2 в [Л. 1], весьма существенно отличается от схемы, изображенной на рис. 1 в [Л. 2]. Достаточно сказать, что в последней шины РП-2 не разделены на две секции, как в [Л. 1], следовательно, при схеме, принятой в [Л. 1], будут иметь место уравнивающие токи через замкнутую сеть 6 кв, а также через замкнутую сеть 0,4 кв, из-за питания от двух источников (подстанция 35/6 кв и ТЭЦ) почти всегда при разных напряжениях, что не могло иметь места в схеме [Л. 2], поскольку там замкнутая сеть питалась от общих шин РП-2. Таким образом, и результаты расчетов потерь, приведенные в табл. 2 обсуждаемой статьи, не соответствуют условиям работы данной замкнутой сети.

В выводах статьи [Л. 1] содержится справедливое указание, что выбор принципа построения и схем городской сети должен решаться путем технико-экономических расчетов. Однако эти расчеты не могут ограничиться одним расчетом потерь электрической энергии — необходимо учесть весь комплекс первоначальных затрат и ежегодных расходов по каждому из сравниваемых вариантов. Технико-экономическому сравнению могут быть подвергнуты варианты, примерно в равной мере обеспечивающие отсутствие перерывов электроснабжения потребителей или малую продолжительность этих перерывов [Л. 3 и 4]. При определении потерь необходимо учитывать неизбежные в процессе эксплуатации сетевые переключения, возможные и разные для разных потребителей изменения графиков нагрузки по сезонам и по дням недели. Следует избегать схем, экономичность которых требует неоправдываемых иными соображениями частых переключений, особенно в сети напряжением выше 1 кв.

В свете изложенного выводы статьи [Л. 1] требуют существенных поправок и дополнений.

Литература

1. Холмский В. Г., Щербина Ю. В., Зорин В. В. и Ничипорович Л. В., К вопросу о целесообразности применения замкнутых городских электрических сетей, «Электричество», 1966, № 5.
2. Бойчук С. И., Опыт внедрения замкнутой схемы в сетях 6 и 0,38 кв г. Бобруйска, Труды ЛИЭИ—ЛЕНТОЭП, вып. 41, Госэнергоиздат, 1962.
3. Каменский М. Д., Экономические показатели городских замкнутых электрических сетей, Труды 2-й научно-технической сессии по городским электрическим сетям, ЛОНИТОЭ, Госэнергоиздат, 1953.
4. Вуд Б., Замкнутые городские распределительные сети низкого напряжения, Journal J. E. E., № 11, 1942.

ОТВЕТ АВТОРОВ

На современном уровне развития теории электрических сетей общеизвестно, что при замыкании нагруженных сетей с высокой степенью электрической неоднородности в них возникают уравнивающие токи и дополнительные потери активной мощности. Величина последних зависит от параметров схемы и режима и может быть значительной. Поэтому замыкание неоднородных сетей недопустимо без предварительной проверки потерь. Если дополнительные потери велики, то необходима оптимизация работы сети путем врезания в контуры продольно-поперечных вольтодобавочных трансформаторов, установок продольной реактивной компенсации или разрезания контуров сети в правильно выбранных точках.

Существующие городские сети формировались десятилетиями. Как правило, они обладают высокой неоднородностью из-за одновременного наличия кабельных и воздушных линий, а также трансформаторных связей между отдельными частями. Количественная оценка влияния неоднородности здесь практически невозможна обычными методами без применения ЭЦВМ вследствие крайней сложности схем, возникающих при замыкании. Наличие десятков и сотен взаимно связанных контуров исключает возможность применения вольтодобавочных трансформаторов и установок продольной компенсации.

Замкнутые схемы обладают несомненными достоинствами с точки зрения эластичности сети и надежности ее работы. Последнее имеет место только при наличии совершенной защиты. В противном случае замкнутая сеть менее надежна, чем разомкнутая.

Замыкание однородной сети обеспечивает теоретический минимум потерь мощности и энергии. Неоднородность сети может привести к весьма большому возрастанию потерь по сравнению с этим минимумом.

На кафедре электрических систем и сетей Киевского политехнического института разработаны алгоритмы и программы для ЭЦВМ, позволяющие исследовать работы городских электрических сетей по разомкнутым и замкнутым схемам и найти оптимальные точки разрезания. Исследования показали, что при любой степени неоднородности оптимальное разрезание сети обеспечивает потери, близкие к теоретическому минимуму. Информация об этих работах дана в [Л. 1].

Рассмотрим возражения, выдвигаемые М. Д. Каменским, Б. Л. Айзенбергом и А. П. Чмутовым по поводу нашей статьи.

1. Авторы отклика полагают, что можно оптимизировать точку разреза только отдельной линии, а не сети в целом. Это неверно. Описанные в [Л. 1] методы позволяют оптимизировать всю совокупность распределительных и питательных сетей, включая сюда и питательные линии высших напряжений.

2. Авторы отклика опасаются необходимости частых переключений оптимальных точек разрезания из-за отключений отдельных линий при авариях, профилактических испытаниях, а также вследствие несовпадения графиков нагрузок потребителей. Они полагают, что для таких переключений потребуется дополнительная аппаратура и дополнительный труд эксплуатационного персонала. Эти опасения неосновательны. Приведенное в [Л. 1] сопоставление результатов расчетов методом дискретного спуска по потерям мощности в режиме наибольших нагрузок и по потерям энергии с учетом суточных графиков (последние приняты нами умышленно с резкими рас-

хождениями для различных ТП) показывает, что основная экономия получается за счет оптимизации точек разрезания при наибольших нагрузках. Перемещение этих точек в других режимах дает весьма малую дополнительную экономию порядка 1,8% первоначальных потерь. Поэтому контроль оптимальных точек разрезания должен производиться 2—3 раза в год и дополнительных затрат не потребует. Естественно, что не потребуются перемещения точек разрезания при кратковременных аварийных и им подобных режимах, а переключения линий в этих режимах неизбежны при любых схемах сетей.

3. По вопросу о регулировании напряжения наши оппоненты полагают, что «...необходимость применения устройств для регулирования напряжения в замкнутых сетях, как правило, и не возникает...». Это утверждение не отражает действительного положения вещей. Замыкание электрических сетей с высокой степенью неоднородности приводит не только к возрастанию мощности, но и к неблагоприятному режиму напряжений [Л. 2]. При замыкании сети на высшем и низшем напряжениях, как это рекомендуют авторы отклика, все распределительные трансформаторы с ПБВ должны работать с одинаковой установкой отклонений. Резко снижаются возможности применения трансформаторов с РПН на подстанциях, питающих сети 6—10 кВ. Разомкнутые сети от этих ограничений свободны.

4. Авторы отклика уделяют большое внимание вопросу о преобразовании сети г. Бобруйска до замыкания и о неполном соответствии конечной схемы этой сети схеме примера в [Л. 1]. История реконструкции сети г. Бобруйска в [Л. 1] не рассматривается. Учитывая некоторые (очень, правда, несущественные) расхождения в схемах, а также то, что графики нагрузок взяты нами независимо, мы не сочли себя в праве упоминать в [Л. 1] о г. Бобруйске и давать какую-либо оценку его сети. Однако очевидно, что для сети г. Бобруйска, как и для любой другой городской сети, было бы желательно рассчитывать и оценить изменение потерь мощности и энергии до принятия решения о замыкании. Выполненное по предложению Б. Л. Айзенберга и других добавление линий в сети г. Бобруйска несомненно окажется полезным и при ее работе по разомкнутой схеме с оптимальными точками разрезания. Замыкать же преобразованную сеть не следовало. Схема примера в [Л. 1] все же весьма близка к схеме преобразованной сети г. Бобруйска (разделение шин РП-2 по две секции, соединенные короткой кабельной линией, мало меняет дело). Возрастание потерь энергии больше чем на 20% при замыкании исключает целесообразность последнего. Полагаем, что авторы отклика не настаивали бы на замыкании этой схемы, если бы в момент решения вопроса были известны методы оптимизации точек разрезания с помощью ЭЦВМ.

Литература

1. Холмский В. Г., Щербина Ю. В., Зорин В. В. и Ничипорович Л. В., К вопросу о целесообразности применения замкнутых городских электрических сетей, «Электричество», 1966, № 5.
2. Холмский В. Г., Применение регулируемых трансформаторов в электрических сетях, Госэнергоиздат, 1960.

По поручению авторов
доктор техн. наук, проф. В. Г. Холмский



ОБ ОЦЕНКЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ СМЕСЕЙ С ПЛОСКИМИ ЧАСТИЦАМИ ПРИМЕСИ

В опубликованной в журнале «Электричество» статье Р. М. Зайделя¹ рассматривается расчет диэлектрической проницаемости матричной смеси. Однако полученные автором формулы не соответствуют принятой в статье модели диэлектрика. Покажем это на примере двухкомпонентной смеси, состоящей из среды с диэлектрической проницаемостью ϵ_0 , в которую вкраплены хаотически расположенные тонкие пластинки примеси с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 . Объемная доля примеси составляет c . Для расчета диэлектрической проницаемости смеси автор рекомендует формулу

$$\epsilon_{см} = \frac{\epsilon_0 + \frac{2}{3} c (\epsilon_1 - \epsilon_0)}{1 + \frac{c}{3} \left(\frac{\epsilon_0}{\epsilon_1} - 1 \right)} \quad (1)$$

(здесь исправлена опечатка, имеющаяся в статье).

Предположим, что $\epsilon_1 = \infty$ (проводящие пластинки). Тогда в соответствии с (1) $\epsilon_{см} = \infty$. Если же $\epsilon_0 = \infty$ (проводящая среда), то из (1) следует, что $\epsilon_{см} \neq \infty$. Рассмотрение модели, в которой пластинки отделены друг от друга средой и не замыкают электроды (рис. 1), позволяет утверждать, что в пер-

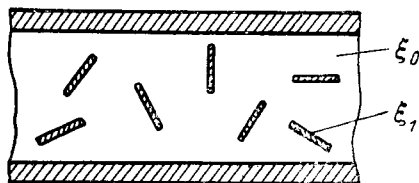


Рис. 1.

вом случае ($\epsilon_1 = \infty$) смесь не является проводящей, т. е. $\epsilon_{см} \neq \infty$, а во втором ($\epsilon_0 = \infty$) смесь становится проводящей и $\epsilon_{см} = \infty$, так как среда с ϵ_0 соединяет электроды. Таким образом, оба вывода противоречат расчетам по формуле (1).

Полученные автором формулы фактически соответствуют среде, рассеянной бесконечными плоскими слоями. Моделью такой системы может служить смесь, в которой «пластинки» имеют линейные размеры большие, чем расстояния между электродами (рис. 2). В этом случае при $\epsilon_1 = \infty$ и $\epsilon_0 \neq \infty$ электроды оказываются замкнутыми проводящими слоями и $\epsilon_{см} = \infty$. При $\epsilon_0 = \infty$ получим $\epsilon_{см} \neq \infty$, так как зерна основного вещества (проводники) изолированы друг от друга «пластинками» с $\epsilon_1 \neq \infty$. Эти результаты совпадают с расчетами по

формуле (1) и выводами автора. Следовательно, надо считать, что в статье рассмотрены смеси из сернистых частиц среды, рассеянной бесконечными плоскими слоями примеси.

Замена одной модели другой произошла вследствие того, что автор допускает, что наличие частиц примеси не нарушает однородности поля в основном веществе, тогда как в смесях краевые эффекты и взаимодействия частиц наполнителя играют существенную роль. После этого допущения автор приходит к выводу о том, что в матричных системах можно получить большие значения $\epsilon_{см}$ при малых концентрациях наполнителя. В действительности малые концентрации даже проводящего наполнителя (если только его частицы не образуют цепочек, замыкающих электроды) лишь незначительно повышают диэлектрическую проницаемость смеси по сравнению с проницаемостью матричной среды.

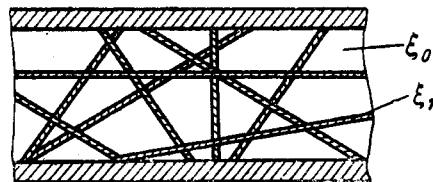


Рис. 2.

После несложных преобразований уравнение (1) может быть приведено к виду

$$\epsilon_{см} = \epsilon_1 \left[1 + \frac{3c_0}{\frac{\epsilon_0 + 2\epsilon_1}{\epsilon_0 - \epsilon_1} - c_0} \right] \quad (2)$$

Так как непрерывную среду обычно обозначают индексом 0, а в модели, фактически соответствующей формуле (2), непрерывной средой являются взаимно пересекающиеся слои, то в (2) должны быть переставлены индексы. Тогда

$$\epsilon_{см} = \epsilon_0 \left[1 + \frac{3c_1}{\frac{\epsilon_1 + 2\epsilon_0}{\epsilon_1 - \epsilon_0} - c_1} \right] \quad (3)$$

Формула (3) совпадает с формулами Максвелла, Лоренц-Лорентца, Оделевского для зернистых матричных систем (названные формулы отличаются друг от друга только формой записи). Поэтому можно считать, что автор предложил еще один способ вывода формулы Оделевского и обобщил ее на случай, когда связующая среда состоит из разных слоев (ϵ_v, c_v).

Канд. техн. наук, доц. Ю. В. Багалей,
инж. И. Б. Оболенчик

Харьковский политехнический институт им. В. И. Ленина



¹ Зайдель Р. М., Диэлектрические свойства среды с плоскими частицами примеси, «Электричество», 1967, № 1.

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «АКТУАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ В ТЕХНИКЕ ЗАЩИТ»

7—9 декабря 1967 г. в польском городе Вроцлаве состоялась научно-техническая конференция по вопросам релейной защиты электроэнергетических систем. В конференции приняли участие ученые и инженеры Польши, СССР, ГДР, ЧССР, Англии, Индии. Всего было заслушано 15 докладов. Конференция была организована кафедрой релейной защиты Вроцлавского политехнического института под руководством проф. Я. Трояка. Во вступительном слове проф. Я. Трояк пожелал участникам конференции в плодотворной дискуссии осветить широкие возможности, которые открылись перед релейной защитой в связи с применением в ней новой полупроводниковой и вычислительной техники.

В первом докладе д. т. н., проф. А. Д. Дроздова и к. т. н. Э. В. Подгорного «Переходные процессы в дифференциальных защитах и их расчеты на аналоговых вычислительных машинах» были рассмотрены вопросы аппроксимации магнитных характеристик трансформаторов тока при математическом моделировании. Показано, что наиболее приемлемой является характеристика с вертикальным участком от отрицательной до положительной остаточной индукции, а далее нелинейная функция. Расчетами и опытами установлено, что максимальные токи небаланса могут быть близки к величине наибольшего тока короткого замыкания. Эффективной мерой отстройки от токов небаланса является одновременное применение насыщающихся трансформаторов и дополнительного сопротивления в дифференциальной цепи.

Расчету токов короткого замыкания в силовых трансформаторах на цифровых вычислительных машинах был посвящен доклад А. Вишневского (Польша). В докладе рассмотрен алгоритм расчета и величины токов, возникающих при внутренних витковых замыканиях. В дискуссии по докладам Л. Гамильтона (Англия) отметил, что вычислительные машины целесообразно применять не только как средство расчета, но и непосредственно в схемах защит, причем аналоговая техника может применяться в основных защитах, а цифровая, по-видимому, только для резервных защит. Ток срабатывания дифференциальных защит трансформаторов должен быть порядка $0,5 I_{ном}$. В этом случае дифференциальная защита будет чувствительна к большинству витковых замыканий.

Инж. Я. Пытель выступил с докладом «Актуальные проблемы защиты электродвигателей в Польше». В докладе излагаются тенденции в этой области и рассматривается вопрос разработки и применения датчиковых защит с применением термисторов.

В докладе проф. Я. Трояка «Защита блоков генератор—трансформатор» для блоков 600 Мвт предлагается внести принцип независимого дублирования. Например, помимо продольно-дифференциальной защиты от междупазных коротких замыканий предлагается защита, контролирующая симметрию потоков рассеяния вдоль лобовых обмоток машин. Особое внимание уделено защите от замыканий на землю. Считается необходимым выполнять ее ступенчатой и двухступенчатой: первая ступень—с током срабатывания значительно меньшим 5 а и действием на сигнал, вторая ступень—с действием на отключение и током срабатывания 5 а. В дискуссии по данному вопросу Гамильтон согласился с мнением проф. Я. Трояка о необходимости высокочувствительной защиты от замыканий на землю. Касаясь вопросов дублирования, Л. Гамильтон отметил, что в существующих решениях этот принцип практически выполнен. Например, газовая защита дополняет дифференциальную защиту трансформатора.

Вопросам релейной защиты высоковольтных сетей посвящены доклады И. Беккера, В. Рыхлики (Польша) «Резервирование в релейных защитах сети 110 кВ и выше» и Б. Сыналь (Польша) «Современные тенденции в области защиты

линий высоких напряжений». В последнем докладе наиболее целесообразной характеристикой быстродействующих омметров признана четырехугольная. В докладе также анализируется влияние на работу быстродействующих дистанционных реле сопротивления дуги и переходных процессов во время короткого замыкания. Подробная оценка величины сопротивления дуги короткого замыкания дана в докладе А. Шира (Польша).

Исследованию влияния переходных процессов на работу релейных компараторов (реле со схемами сравнения двух и более величин по фазе или амплитуде) посвящены доклады проф. Л. Видпула (Англия) «Концепция и принципы проектирования статических компараторных реле» и проф. Ю. Жидановича (Польша) «Влияние аperiodической составляющей на работу фазных коинцидентных компараторов, предназначенных для дистанционных защит». По мнению проф. Л. Видпула, для селективной работы быстродействующих защит релейные схемы должны удовлетворять трем основным требованиям: а) время действия должно быть малым, желательно меньше одного периода, б) время действия не должно значительно изменяться при наличии аperiodической составляющей, в) уставка не должна изменяться при наличии аperiodической составляющей. На основании этих требований были разработаны принципы выполнения фазовых компараторных реле. Проф. Ю. Жиданович в своем докладе рассматривал только компараторы, питаемые электрическими величинами из цепи короткого замыкания, и показал, что при формировании входных сигналов компаратора по так называемой антикоинцидентной схеме можно значительно уменьшить влияние аperiodической составляющей на пусковые характеристики реле. В дискуссии по данным докладам (в выступлении Э. В. Подгорного) отмечалась необходимость учета погрешностей трансформаторов тока при проведении анализа. В частности, требуется провести дополнительные исследования работы компараторных реле в переходных режимах при положительной остаточной индукции трансформаторов тока.

Для уменьшения влияния остаточных индукций предлагается ввести воздушный зазор в магнитопроводе трансформаторов тока или к зажимам вторичной обмотки присоединить линейный дроссель с добротностью большей двадцати. Об этом говорилось в докладе С. Сарма (Индия). Более подробно погрешности трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах и разработка новых принципов выполнения трансформаторов тока и других датчиков тока изложены в тезисах доклада д. т. н. И. М. Сироты (СССР).

Инж. А. Гебултович (Польша) выступил с докладом «Новый универсальный выключатель для транзисторных схем».

Вопросам надежности действия электромеханических органов защит был посвящен доклад Г. Клеменса (ГДР). В дискуссии по данному докладу проф. А. Д. Дроздов указал на необходимость учета режима несинусоидального вторичного тока трансформатора тока при анализе вибрации контактной системы реле.

Результаты разработок новых типов реле излагались в докладах проф. Пундта (ГДР) «Обнаруживание коротких замыканий на землю с помощью нового транзисторного реле», Ю. Цумбаха (ГДР) «Новое дифференциальное реле RQS4» и Л. Гамильтона, М. Легга и И. Б. Патриксона (Англия) «Применение транзисторных схем для релейной защиты». В последнем докладе отмечалось, что в настоящее время у фирмы Рейролл имеется опыт в изготовлении статических защитных схем, характеристики которых соответствуют характеристикам традиционной защиты. В докладе приводилась принципиальная схема и параметры дистанцион-

ной транзисторной защиты, а также давался анализ влияния различных факторов: температуры, вибрации на работу новых транзисторных реле. Несколько комплектов такой защиты установлены в Австралии и Африке. В наступающем новом этапе развития главное усилие фирмы будет сосредоточено на применении схем, обладающих новыми характеристиками, и на разработке новых защитных устройств.

Конференция прошла в духе творческого обсуждения и способствовала установлению более тесных контактов между учеными и инженерами различных стран. В заключение представители ряда делегаций поблагодарили кафедру релейной защиты Вроцлавского политехнического института и проф. Я. Трояка за хорошую организацию конференции.

**Доктор тех. наук, проф. А. Д. Дроздов,
канд. техн. наук Э. В. Подгорный**

ДИССЕРТАЦИИ¹ НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

УРАЛЬСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ им. С. М. КИРОВА

И. Е. Родионов защитил 23 января 1967 г. диссертацию на тему «Методы определения насыщенных значений некоторых параметров явнополюсных синхронных машин в установившихся режимах». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. А. Янко-Триницкий и к. т. н., доц. И. Н. Голомидов.

Дан анализ методов определения насыщенных реактивных по продольной и поперечным осям с оценкой применимости их в условиях эксплуатации крупных синхронных машин и испытательных стендов. Разработан экспериментальный метод определения насыщенных реактивных в установившемся режиме, учитывающий взаимное влияние магнитных процессов по осям d и q , позволивший в условиях проведения опыта (неподвижная машина) получать максимальное приближение к магнитным условиям вращающейся машины. На основе исследований, проведенных на крупных машинах в условиях эксплуатации, даны практические рекомендации по снятию опытных характеристик и выявлению влияния режима работы на установившиеся параметры.

Дан критический анализ методов определения реактивных x_p и x_q . Разработан метод нахождения x_q , отличающийся простотой и точностью.

Данные экспериментального исследования добавочных потерь от поперечного тока I_d , заметно влияющих на к. п. д., говорят о необходимости создания специальной методики расчета добавочных потерь, особенно в режимах недовозбуждения.

В. И. Лихошерст защитил 28 января 1967 г. диссертацию на тему «Разработка и исследование некоторых принципов регулирования напряжения в замкнутой системе частотноуправляемого асинхронного электропривода с полупроводниковым преобразователем». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Н. С. Сиунов и к. т. н., доц. Г. А. Богаутинов.

Для анализа электромагнитных переходных процессов в трехфазном мостовом инверторе с регулируемой длительностью открытия силовых управляемых вентилей λ предложено использовать диаграмму состояний вентилей. Выявлено семь режимов работы вентилей. Получены законы изменения токов в этих режимах. Установлено, что в трех режимах форма напряжения зависит как от λ , так и от $\cos \phi$ нагрузки. В четырех режимах форма напряжения такая же, как и при $\lambda = \pi$. Показана нецелесообразность регулирования напряжения изменением λ для электроприводов с широким диапазоном регулирования скорости.

Разработана замкнутая система регулирования напряжения асинхронного электропривода с частотным управлением, обеспечивающая поддержание абсолютного скольжения в заданных пределах. Для создания замкнутой системы разработаны новое пересчетное кольцо, дискретный вычитатель частот и ждущий мултивибратор, не имеющий времени восстановления. Установлены закономерности расположения импульсов разностной частоты, знание которых позволило дать

методы выбора параметров преобразователя разностной частоты в напряжении.

Изучение явлений при протекании инверсного тока показало возможность создания инверторов на транзисторах без шунтирующих диодов, позволило получить формулы для определения дополнительной мощности рассеяния в транзисторах и выбора шунтирующих диодов. Полученный материал может быть полезен и для других схем, в которых через транзистор протекает инверсный ток.

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ИНСТИТУТ ТОЧНОЙ МЕХАНИКИ И ОПТИКИ

Т. Г. Купатадзе защитил 20 декабря 1966 г. диссертацию на тему «Исследование методов измерения потерь в образцах высокочастотных ферромагнитных материалов в сильных высокочастотных полях». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Н. Н. Крылов и к. т. н., доц. В. З. Фейгельс.

Диссертация состоит из четырех глав. В первой рассмотрены наиболее широко применяемые в настоящее время методы измерения потерь в образцах высокочастотных ферромагнитных материалов. Приведены основные недостатки и источники погрешностей этих методов. Во второй главе исследованы некоторые особенности колебательного контура с ферритовыми сердечниками в катушке индуктивности в режиме вынужденных колебаний. В третьей главе исследуются свободно затухающие колебания в контуре с нелинейной индуктивностью и дается методика определения коэффициента затухания такого контура. Четвертая глава полностью посвящена экспериментальной части работы. Описывается установка для определения эквивалентного сопротивления потерь в ферромагнитных материалах осциллографическим путем, основанная на измерении переменной части коэффициента затухания нелинейного контура.

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ им. М. И. КАЛИНИНА

В. А. Файбисович защитил 2 декабря 1966 г. диссертацию на тему «Статическая устойчивость и регулирование возбуждения недовозбужденного синхронного генератора». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Н. И. Соколов и к. т. н. В. В. Бувевич.

Диссертация, состоящая из четырех глав, посвящена исследованию статической устойчивости недовозбужденного генератора, оснащенного регулятором возбуждения пропорционального типа. Приводятся результаты исследования статической устойчивости с учетом действия специального устройства — ограничителя развозбуждения, предназначенного для повышения надежности работы генератора в этом режиме. Рассматриваются практически не освещенные в литературе вопросы, связанные с экспериментальным определением параметров систем регулирования возбуждения мощных турбогенераторов. Знание этих параметров необходимо для настройки устройств автоматического регулирования возбуждения. Приводится методика расчета и результаты испытаний ряда генераторов Белорусской энергосистемы в режиме не-

¹ С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке имени Ленина и в библиотеках соответствующих институтов.

довозбуждения. Описывается конструкция ограничителя развозбуждения, разработанного автором, методика его лабораторной наладки и результаты испытаний ограничителя на станции. Исследуется возможность использования асинхронного режима невозбужденного турбогенератора для компенсации избыточной реактивной мощности.

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ им. В. И. УЛЬЯНОВА (ЛЕНИНА)

В. С. Немков защитил 6 декабря 1966 г. диссертацию на тему «Исследование электромагнитных систем для индукционного нагрева цилиндрических тел». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. Н. Крылов и к. т. н., доц. Г. И. Дорофеев.

Решена задача расчета системы с цилиндрическим экраном при нагреве внутренним и наружным индукторами. Получены точные и приближенные формулы для тонкостенного экрана. При расчете сопротивлений и коэффициента передачи используются уже известные функции для полных цилиндров. Предложенная методика позволяет рассчитывать нагрев любых многослойных цилиндрических систем в однородном магнитном поле.

Подробно рассмотрен нагрев полых цилиндров внутренним индуктором. Решена задача расчета собственного активного сопротивления внутреннего индуктора. Разработанные методы нашли применение при создании установки блочной полимеризации стирола с индукционным обогревом. Решена задача расчета системы индуктор произвольной длины — длинный тонкостенный цилиндр. Приведены формулы для расчета сопротивлений при внутреннем и наружном расположении индуктора.

БЕЛОРУССКИЙ ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРОВ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

В. В. Рафаловский защитил 26 мая 1966 г. диссертацию на тему «Разработка и исследование экстремальных регуляторов мощности для тепловозов с электрической передачей». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Е. Я. Ганкель и д. т. н., доц. Т. Ф. Кузнецов.

Целью работы являлось теоретическое, экспериментальное и эксплуатационное обоснование целесообразности применения на тепловозах экстремальных программных регуляторов мощности; ставились следующие задачи: проанализировать созданные и применяемые схемы регулирования мощности и установить перспективное направление в их разработке; выбрать наиболее приемлемую схему экстремального регулятора мощности; установить влияние различных параметров системы регулирования на статические и динамические показатели качества, а также выбрать оптимальные значения параметров регулятора мощности; экспериментально проверить полученные результаты в лабораторных и эксплуатационных условиях.

Теоретическое исследование проводилось с использованием методов теории автоматического регулирования и электронного моделирования.

БЕЛОРУССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

М. И. Стрелюк защитил 28 декабря 1966 г. диссертацию на тему «Исследование электродинамических усилий в токопроводах». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Н. Е. Лысов и к. т. н., доц. Я. Ю. Слепян.

Получены сравнительно простые выражения, пригодные для инженерных расчетов при проверке токопроводов с расположением фаз по вершинам прямоугольного и равнобедренного треугольников на электродинамическую устойчивость при коротких замыканиях. Установлено, что токопроводы с расположением фаз в разных плоскостях, выполненные из шин большого сечения (коробчатых и труб квадратного сечения), менее устойчивы к электродинамическим силам, чем токопроводы с расположением фаз в одной плоскости. Получены формулы для определения напряжений в материале шин и нагрузок на изоляторы с учетом собственных колебаний шин при расположении фаз в разных плоскостях.

Колебания токоведущих шин при расположении фаз токопровода в разных плоскостях промоделированы на вычислительной электронной машине непрерывного действия. Разработаны структурные схемы моделирования, пригодные для уточненного решения задачи в различных конкретных слу-

чаях. Получены коэффициенты динамических нагрузок для напряжения в материале шин и усилий на изоляторы при расположении фаз по вершинам прямоугольного и равнобедренного треугольников.

Б. И. Фираго защитил 29 декабря 1966 г. диссертацию на тему «Разработка и исследование тиристорного преобразователя частоты без звена постоянного тока для управления асинхронным двигателем». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. И. Ф. Волошин и к. т. н. Я. А. Райхман.

Разработана и испытана статическая полупроводниковая схема управления преобразователем частоты, которая формирует кривую выходного напряжения, близкую по форме к синусоиде, с помощью линейного изменения во времени угла зажигания тиристоров. Выведены формулы для коэффициента мощности и к. п. д. преобразователя частоты при прямоугольной и треугольной модуляциях угла зажигания тиристоров. Получены аналитические выражения кривой выходного напряжения при прямоугольной и треугольной модуляциях угла зажигания тиристоров, найдены формулы коэффициентов при разложении этих кривых в ряд Фурье.

Определено относительное увеличение потерь в стали и меди и уменьшение электромагнитного к. п. д., момента и жесткости механической характеристики асинхронного двигателя, работающего совместно с преобразователем частоты, по сравнению с этими величинами при питании двигателя от сети с синусоидальным напряжением. Выяснено влияние уравнивающего тока преобразователя частоты на выбор номинальных данных тиристоров и рассмотрены способы уменьшения и исключения уравнивающего тока.

ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ АН УССР

Ю. П. Емец защитил 28 ноября 1966 г. диссертацию на тему «Электрические поля в устройствах с анизотропно проводящими средами». Официальные оппоненты: д. ф.-м. н., проф. Ф. Д. Гахов и д. т. н. О. В. Тозони.

Диссертация посвящена теоретическому и экспериментальному исследованию электрического поля в каналах магнитогидродинамических преобразователей энергии и в полупроводниковых пластинах при наличии анизотропии проводимости и неоднородности граничных условий. Дан метод расчета распределения электрического тока в окрестности сплошных и секционированных электродов и предложены способы уменьшения местной концентрации тока.

В работе рассмотрена также теория коаксиального генератора Холла, получены формулы, дающие зависимость скорости плазмы, плотности тока и энергетической эффективности генератора от безразмерных чисел Стюарта, Гартмана и параметра Холла.

Особенностью исследования является использование математического аппарата теории функций комплексного переменного (краевых задач Римана, Римана — Гильберта и сингулярных интегральных уравнений). Это позволило автору рассмотреть широкий класс задач и применить методы теории аналитических функций для исследования распределения тока в магнитогидродинамических преобразователях энергии и в полупроводниковых устройствах. Теоретические результаты были подтверждены экспериментально.

Л. З. Пивень защитил 28 декабря 1966 г. диссертацию на тему «Разработка и исследования устойчивости равновесия осесимметричного магнитостационарного подвеса, управляемого по вертикали». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. Л. Наумов и к. т. н. Е. А. Андриевский.

В диссертации, содержащей пять глав, найдены причины нарушения устойчивости равновесия ферромагнитного тела и предложена более рациональная форма сердечника. Исследование устойчивости равновесия ферромагнитного тела в поле выполнено для подвесов, разработанных в Институте электродинамики АН УССР. При одинаковой форме электромагнитная форма поддерживаемого ферромагнитного тела изменялась от сферической поверхности до конуса.

ХАРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Ю. М. Долинский защитил 19 января 1967 г. диссертацию на тему «Повышение токоограничивающей способности быстродействующих автоматических выключателей». Официальные оппоненты:

д. т. н., проф. В. К. Пономаренко и к. т. н., доц. А. М. Бела-Белов.

Даны рекомендации по выбору основных параметров электромагнитного механизма выключателя. Приведена методика расчета динамики электромагнитного механизма и собственного времени отключения выключателя. Рассмотрена работа быстродействующего выключателя с индуктивным шунтом. Целая глава посвящена рассмотрению вопроса о существенном повышении скорости роста напряжения на главных контактах и токоограничивающей способности выключателя за счет многократного разрыва силовой цепи в одном выключателе. Приведен расчет восстанавливающейся электрической прочности промежутка между главными контактами выключателя в процессе отключения. Дается сравнительный анализ токоограничивающей способности различных выключателей.

НОВОЧЕРКАССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ имени СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ

В. А. Борисов защитил 8 декабря 1966 г. диссертацию на тему «Исследование переходных процессов и разработка продольных дифференциальных защит линий с трансформаторами». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. Л. Фабрикант и к. т. н. Ю. И. Каринский.

Исследованы броски тока намагничивания (б. т. н.) при неодновременном включении фаз, получены аналитические выражения для определения гармонического состава и затухания б. т. н., определено соотношение б. т. н. при включении на холостой ход и восстановлении напряжения после отключения внешнего короткого замыкания. В результате получены аналитические уравнения для б. т. н. трехфазных трансформаторов с учетом затухания, позволяющие достаточно просто рассчитывать токи срабатывания с учетом конкретных параметров сети и трансформатора и тем самым обоснованнее выбирать уставки продольных дифференциальных защит, что в ряде случаев приведет к повышению чувствительности существующих защит без проведения дополнительных мероприятий. Предложен новый способ блокирования, основанный на непосредственном контроле магнитного состояния трансформатора.

Разработана и внедрена в производство продольная дифференциальная защита линий типа ДЗЛ-1. Предложено и разработано устройство блокировки типа УБ-1, которое позволило использовать защиту типа ДЗЛ-1 на блоках ли-

ния — трансформатор. Разработаны блоки транзисторных защит серии ВЗ-00. Разработан метод расчета параметров упрощенной продольной дифференциальной защиты линий, выполненной на логических и функциональных элементах серии Т-100. Защита имеет характеристики, удовлетворяющие современным требованиям. Исследована работа фильтра симметричных составляющих защиты типа ДЗЛ-1 на аналоговых вычислительных машинах.

ЛЬВОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

В. В. Боднар защитил 3 ноября 1966 г. диссертацию на тему «Потери от вихревых токов в обмотках мощных трансформаторов и некоторые способы их снижения». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. К. К. Балашов и к. т. н., доц. Н. В. Влащенко.

Проведен расчет потерь от вихревых токов в обмотках мощных силовых трансформаторов, учитывающий истинную картину поля рассеяния обмоток. Выведены сравнительно простые и удобные формулы для расчета средних потерь от поперечной составляющей поля в катушках концевых зон обмоток, а также распределения этих потерь по проводникам с учетом характера изменения поперечного поля по радиальной ширине катушки. Приведено условие, при котором достигается минимум добавочных потерь в катушках обмоток. Показано, что потери от вихревых токов приводят к неравномерному распределению полных потерь по высоте и в радиальном направлении.

Расщепление катушек обмоток, находящихся в зонах сильных поперечных полей, является весьма эффективной мерой снижения потерь на вихревые токи от поперечной составляющей поля и приводит к выравниванию распределения потерь и нагревов в обмотках. Защита крайних катушек обмоток магнитными шунтами при значительной ширине катушек является также достаточно эффективным способом уменьшения потерь от поперечной составляющей поля. В некоторых случаях представляется целесообразным для уменьшения потерь от вихревых токов применять оба способа — расщепление катушек и защиту магнитными шунтами.

Самым радикальным средством уменьшения добавочных потерь в обмотках следует считать применение для изготовления их многожильного транспонированного провода с изолированными друг от друга жилами, если при этом обеспечивается достаточная динамическая прочность обмоток при коротком замыкании.

Доц. А. С. Сергеев



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, Б. Б. Воронецкий, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в пр-во 12/IV 1968 г.
Формат бумаги 60×90¹/₈
Т-08338

Усл. печ. л. 12
Тираж 11 086 экз.

Цена 80 коп.

Подписано к печати 27/V 1968 г.
Уч.-изд. л. 14,54
Зак. 1199

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

В. Е. Розенфельд, В. В. Шевченко, В. А. Майбога и Г. П. Долаберидзе — Система преобразования постоянного тока на электровозах	1	ских свойств исполнительных двигателей в системах автоматизированного электропривода	58
Д. В. Холмский, В. Г. Бибко, М. Л. Ланда и Н. Т. Попов — К выбору оптимальной надежности воздушных линий электропередачи в гололедно-ветровых режимах	7	В. М. Барыбин, И. Б. Негневицкий и С. Б. Негневицкий — Магнитно-тиристорный преобразователь постоянного напряжения	61
С. Шпор — Сравнение кривых распределения амплитуд токов молний по измерениям в различных странах	12	Г. С. Пузырский и А. Г. Сливинская — Повышение быстродействия и экономичности броневого электромагнитов	65
В. И. Малышев — Определение максимального скачка тока при включении трансформатора на холостой ход	16	В. Т. Ренне и З. А. Аллахвердиев — Исследование нагревостойкости конденсаторной бумаги	69
В. А. Цветков — Условия самовозбуждения электрических машин в системе с несколькими степенями свободы	19	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
А. И. Лищенко — Бесконтактные системы возбуждения компаундированных синхронных двигателей с возбудителями переменного тока	22	А. Д. Дроздов — Расчет режимов трансформаторов тока в релейной защите по номинальным или базисным параметрам	72
Б. М. Плющ и Д. И. Рейфман — К расчету однофазного конденсаторного двигателя	26	И. Ф. Огороднейчук, И. Я. Журавлев и В. П. Солоха — Влияние асинхронных двигателей на распределение спектра низкочастотных составляющих помех	76
В. А. Шубенко, И. Я. Браславский и Н. Д. Яснев — Улучшение регулировочных и динамических свойств асинхронных двигателей при тиристорном управлении	29	СООБЩЕНИЯ	
Е. И. Усышкин и В. Ш. Зельдин — Инвертор с широтно-импульсной модуляцией	33	В. В. Ершевич и А. Д. Мац — К расчету потоков мощности при обмене энергосистем аварийным резервом	79
Р. К. Памфилов — Влияние квадратурной обмотки датчика на ошибки сельсинной трансформаторной схемы	37	С. И. Лурье — Расчет вихревых токов в тонкой пластинке для определения добавочных потерь в трансформаторах и реакторах	80
Г. Н. Бусалаев и Г. К. Шварц. Оценка конденсаторных устройств запираания тиристоров	45	В. Е. Боголюбов, Ф. П. Жарков и В. И. Пароткин — О расчете процесса разряда конденсатора на цепь с ферритовым сердечником	82
Л. Е. Алекин и Н. А. Ильенко — Определение статических и динамических свойств дугового автомата типа АРНД методом корневого годографа	51	Г. А. Мациевский — Применение фазового дискриминатора в блок-схеме регистрации эквипотенциалей при математическом моделировании полей	84
Л. И. Цехнович — О динамике электропривода постоянного тока с упругой связью	54	Д. В. Разевиг — О начальных напряжениях в однородном и неоднородном электрических полях	85
В. Г. Каган и В. М. Казанский — Оценка динамических		ДИСКУССИИ	87
		ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА	89
		ХРОНИКА	90



CONTENTS

A. D. C. Conversion. System for Electrified Railways — V. E. Rosenfeld, V. V. Shevchenko, V. A. Maiboga, G. P. Dolaberidze	1	The Dynamic Characteristics of Driving Motors in Automatic Electric Drive Systems — V. G. Kagan, V. M. Kazanski	58
Determining the Optimum Reliability for Overhead Lines Under Sleet and Wind Conditions — D. V. Holmski, V. G. Bebkko, M. P. Landa, N. T. Popov	7	A Magneto-Thyristor Converter for D. C. Voltage — V. M. Baribin, I. B. Negnevitski, S. B. Negnevitski	61
Comparison of Lightning Current Amplitude Distribution Curves from Measurements in Different Countries — S. Shpor	12	Improving the Time of Response and Cost of Iron-clad Electromagnets — G. S. Puziriski, A. G. Slivinskaya	65
Determining the Maximum Inrush Current for No-load Closure of a Transformer — V. I. Malishev	16	A Study of the Heat-resistance of Capacitor Paper — V. T. Renné, Z. A. Allakhverdiev	69
Self-excitation Conditions for Electric Machines in a System with Several Degrees of Freedom — V. A. Tsvetkov	19	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Contactless Excitation Systems for Compounded Synchronous Motors with A. C. Exciters — A. I. Lischenko	22	Calculating Current Transformer Performance in Relay Protections from Nominal or Base Parameters — A. D. Drozdov	72
On the Design of a Single-phase Capacitor Motor — B. M. Pliush, D. I. Reifman	26	How Induction Motors Influence the Distribution of the Low-Frequency Noise Spectrum — I. F. Ogorod-neichuk, I. J. Djuraviev, V. P. Solokha	76
Improvement of the Control and Dynamic Characteristics for Induction Motors with Thyristor Control — V. A. Shubenko, I. J. Braslavski, N. D. Yasenev	29	REPORTS	
An Invertor with Pulse — width Modulation — E. I. Usishkin, V. S. Zeldin	33	Calculating Power Flow for Inter-system Emergency Reserve Exchanges — V. V. Ershevitch, A. D. Matz	79
How the Transducer Quadrature Winding Influences the Error in a Selsyn Transformer Circuit — R. K. Pamfilov	37	Calculating Eddy Currents in a Thin Plate for Determining the Additional Iron Losses in Transformers and Reactors — S. I. Lurie	80
An Appraisalment of Capacitor Devices for Blocking Thyristors — G. N. Basalayev, G. K. Schwartz	45	Calculation of the Process of Capacitor Discharge Through a Circuit with a Ferrite Core — V. E. Bogoliubov, F. P. Djarkov, V. I. Parotkin	82
Determining the Static and Dynamic Characteristics of a Type APHD Arc—Extinguishing Unit by Means of a Root-locating Diagram — L. E. Alekin, N. A. Ilyenko	51	Using a Phase Discriminator in the Equipotential Recording Block Circuit for Mathematical Modelling of Fields — G. A. Matsievski	84
On the Dynamics of a D. C. Electric Drive with Elastic Feedback — L. I. Tsekhnovitch	54	On Initial Intensities in Homogenous and Non-homogenous Electric Fields — D. V. Razevig	85
		DISCUSSION	87
		NOTES AND LETTERS	89
		CHRONICLE	90

УДК 621.314.1:621.33

Система преобразования постоянного тока на электровозах

Розенфельд В. Е., Шевченко В. В.,
Майбога В. А., Долоберидзе Г. П.
«Электричество», 1968, № 6.

Большая часть электрифицированных железных дорог в СССР оборудована системой постоянного тока 3 кВ. Более высокое напряжение возможно применить лишь при оборудовании подвижного состава специальными преобразовательными установками, разделяющими контактную сеть и цепь тяговых двигателей.

Кафедрой электрического транспорта МЭИ разработана система импульсного преобразователя постоянного тока в постоянный. На основании разработок МЭИ Тбилисским электровозостроительным заводом создан опытный образец электровоза, допускающий повышение напряжения контактной сети до 6 кВ. Ценность этой разработки заключается в том, что при ее осуществлении возможно использовать уже построенные электровозы постоянного тока без существенной конструктивной переделки.

В статье описывается принцип действия импульсного преобразователя и приводятся некоторые данные, полученные в лабораторных условиях. Илл. 6. Библ. 3.

УДК 621.315.1:338.4

К выбору оптимальной надежности воздушных линий электропередачи в гололедно-ветровых режимах

Холмский Д. В., Бебко В. Г., Ланда М. Л.,
Попов Н. Т.
«Электричество», 1968, № 6

Для экономического обоснования оптимальной надежности и, в частности, оптимального уровня нормативных нагрузок (нормативной обеспеченности) воздушных линий электропередачи предлагается методика учета в приведенных затратах разновременности капиталовложений на восстановление поврежденных участков линий и ущерба от аварийного недоотпуска электроэнергии.

Используется метод экономических интервалов ущерба, аналогичный известному методу экономических интервалов мощности.

Повреждаемость линий прогнозируется на основании статистико-вероятностного метода с использованием первого предельного распределения.

Рассматривается влияние на повреждаемость линий нормативной обеспеченности, недоиспользования расчетной несущей способности опор, обусловленного их унификацией, а также ориентации линий по отношению к направлению гололедно-несущего потока.

Расчеты показывают, что для линий 6—10 кВ сельских районов Украинской ССР наименьшие приведенные затраты соответствуют пятилетнему сроку повторяемости нормативных нагрузок. Переход на десятилетнюю обеспеченность был бы целесообразен при увеличении удельного ущерба от аварийного недоотпуска электроэнергии в 4,5 раза по сравнению с существующим. Табл. 4. Илл. 5. Библ. 7.

УДК 621.317.31

Сравнение кривых распределения амплитуд токов молний по измерениям в различных странах

Шпор С.
«Электричество», 1968, № 6

Дается сопоставление результатов измерений амплитуд токов молний, проведенных в различных странах, и делается вывод о недостаточной точности старых данных.

Измерения амплитуд токов молний в Польской Народной Республике показали значения примерно в 2 раза больше, чем в проведенных ранее некоторых зарубежных измерениях.

Исследованы различные типы погрешностей, возникающих при регистрации. Илл. 6. Библ. 20.

УДК 621.314.21.014.332

Определение максимального скачка тока при включении трансформатора на холостой ход

Малышев В. И.
«Электричество», 1968, № 6

В начале статьи дается уравнение для определения максимального скачка тока при включении трансформатора на холостой ход. Далее на основании многочисленных экспериментов и обработки литературных материалов выводятся математическая зависимость между током и напряжением в характеристике холостого хода трансформаторов и электрических машин в относительных единицах. Подставляя выражение этой зависимости в свое уравнение для скачка тока, автор получил простое выражение зависимости между приложенным к трансформатору напряжением и максимальным скачком тока. Табл. 2. Библ. 5.

УДК 621.313.3.013.62

Условия самовозбуждения электрических машин в системе с несколькими степенями свободы

Цветков В. А.
«Электричество», 1968, № 6

При исследовании самовозбуждения генератора, работающего на шины постоянного напряжения или некоторую нагрузку, внешнюю цепь сводят, как правило, к эквивалентной емкости и анализируют процессы в простейшей одноконтурной цепи «генератор—емкость». В диапазоне величин эквивалентного емкостного сопротивления $x_d < x_c < x_d'$ и $x_d' < x_c < x_d$ режим неустойчив. Характерной особенностью этих областей неустойчивости является резонансное возбуждение на синхронной или очень близкой частоте.

В статье показано, что в разветвленной цепи с несколькими степенями свободы возможен еще один тип электромагнитной неустойчивости — резонансное возбуждение на двух частотах (комбинационный параметрический резонанс). Илл. 2. Библ. 2.

УДК 621.313.323:621.3.013.8

Бесконтактные системы возбуждения компаундированных синхронных двигателей с возбудителями переменного тока

Лищенко А. И.
«Электричество», 1968, № 6

В статье дана краткая характеристика бесконтактных систем возбуждения синхронных двигателей с возбудителями переменного тока и вращающимися полупроводниковыми выпрямителями.

Приведены варианты эффективных схем фазового компаундирования систем возбуждения с синхронным и асинхронным возбудителями, получены схемы замещения этих систем и проведен их анализ.

В результате анализа получены уравнения характеристик автоматического регулирования возбуждения (по току и фазе тока статора) бесконтактных двигателей с синхронным и асинхронным возбудителями. Илл. 5. Библ. 6.

УДК 621.313.333.1.025.1:621.319.4

К расчету однофазного конденсаторного двигателя

Плющ Б. М., Рейфман Д. И.
«Электричество», 1968, № 6

В статье приводятся простые и удобные выражения для расчета токов и напряжений однофазного конденсаторного двигателя с последовательно-параллельным включением обмоток на базе трехфазного двигателя для представляющего наибольший практический интерес случая, когда проводимость параллельно включенного фазосдвигающего элемента вдвое больше проводимости фазосдвигающего элемента, включенного последовательно. Приводятся также выражения для определения относительной величины начального пускового момента как в общем случае фазосдвигающего элемента, так и при включении чистой емкости.

Анализ и исследование полученных аналитических зависимостей показывают, что токи, напряжения и пусковой момент для рассматриваемого случая не зависят от проводимости нулевой последовательности исходного трехфазного двигателя, а максимально возможное отношение пускового момента однофазного двигателя к пусковому моменту исходного трехфазного двигателя, соответствующее использованию чистой емкости в качестве фазосдвигающего элемента, тем больше, чем меньше коэффициент мощности исходного трехфазного двигателя в режиме короткого замыкания. Илл. 3. Библ. 5.

УДК 621.313.333:62—5

Улучшение регулировочных и динамических свойств асинхронных двигателей при тиристорном управлении

Шубенко В. А., Браславский И. Я.,
Ясеньев Н. Д.
«Электричество», 1968, № 6

При применении тиристоров в качестве коммутирующих аппаратов стартовых цепей асинхронного двигателя можно получить ряд регулировочных характеристик, формировать вид переходных процессов, регулировать скорость двигателя в широких пределах. Для этого необходимо осуществлять фазовое управление тиристорами.

В статье излагаются требования к системе управления тиристорами в этом случае; приведена одна из возможных схем управления, полностью удовлетворяющая этим требованиям; приведены экспериментально снятые зависимости и осциллограммы, подтверждающие возможность ограничения или полного снятия ударных переходных моментов и плавного регулирования скорости асинхронного двигателя при фазовом управлении тиристорами с помощью описанной системы. Илл. 4. Библ. 7.

УДК 621.314.572

Инвертор с широтно-импульсной модуляцией

Усышкин Е. И., Зельдин В. Ш.
«Электричество», 1968, № 6

Дано описание схемы, реализующей новый принцип построения систем управления трехфазными инверторами с широтно-импульсной модуляцией, исключающий необходимость в низкочастотном трехфазном синусоидальном генераторе и функциональных преобразователях низкочастотного напряжения в широтно-модулированный управляющий сигнал. Структурное выполнение схемы принципиально исключает несимметрию по полупериодам и неидентичность по фазам выходного напряжения.

Даны результаты теоретического и экспериментального исследования регулировочных свойств инвертора. Показано, что частота и напряжение могут регулироваться независимо от нуля, причем обеспечивается бесконтактный реверс электродвигателя. В диапазоне регулирования 50—100% содержание 5-й, 7-й и 11-й гармоник пренебрежимо мало, чем практически обеспечивается синусоидальность тока двигателя. Илл. 4. Библ. 7.

УДК 621.313.334:654.94

Влияние квадратурной обмотки датчика на ошибки сельсинной трансформаторной схемы

Памфилов Р. К.
«Электричество», 1968, № 6

В сельсинных трансформаторных схемах, составленных из четырехобмоточных синусно-косинусных вращающихся трансформаторов, с целью уменьшения ошибок, обусловленных несимметрией электрических и магнитных цепей обмоток синхронизации, обычно замыкают коротко квадратную обмотку ротора датчика (перпендикулярную обмотке возбуждения). Однако в отдельных случаях это приводит к увеличению ошибок схемы.

В статье дается качественный и количественный анализ ошибок, обусловленных такими технологическими причинами, как неравенство сопротивлений и смещения осей обмоток синхронизации, а также эллипсичность неравномерности магнитной проводимости статора одного из сельсинов. Рассматриваются ошибки схемы как с замкнутой, так и с разомкнутой квадратурной обмотками. Для каждого вида несимметрии получены формулы для вычисления среднемаксимальной ошибки, по величине которой принято характеризовать работу сельсинной трансформаторной схемы. Правильность полученных формул подтверждена результатами эксперимента. Илл. 8. Библ. 3.

Оценка конденсаторных устройств записи
тиристоровБусалаев Г. Н., Шварц Г. К.
«Электричество», 1968, № 6

Рассматривается основная часть процесса коммутации — запира-ние основного (силового) тиристора с помощью предварительно заря-женного конденсатора, подключаемого в силовую схему преобразова-теля коммутирующим тиристором. По способу подключения этого конденсатора устройства записи разделены на четыре основные группы.

Приведены схемы наиболее известных устройств, рассмотрен ход процессов записи силовых тиристоров. Произведена количествен-ная оценка всех устройств по величине емкости коммутирующих кон-денсаторов и качественная оценка по ряду других характеристик (зависимость времени, предоставляемого тиристорам для восстановле-ния их управляемости от тока нагрузки; скорость нарастания тока через коммутирующий тиристор при его отпирании; наличие обрат-ного напряжения на основных тиристорах; скорость прекращения поступления энергии в цепь нагрузки от источника питания). Илл. 8. Библ. 6.

УДК 621.315.2

Определение статических и динамических свойств дугового автомата
типа АРНД методом корневого годографаАлекин Л. Е., Ильенко Н. А.
«Электричество», 1968, № 6

Изложена методика расчета автомата для дуговой сварки непла-вающим электродом в аргоне с обратной связью по напряжению дуги (система АРНД) методом корневого годографа.

Рассмотрение замкнутой системы источник—автомат—дуга—шов (ИАДШ) позволяет провести анализ статики и динамики системы регу-лирования непосредственно от возмущения к шву, который является главным объектом регулирования.

Замкнутая система ИАДШ является нелинейной. Нелинейность ее обусловлена главным образом нелинейной зависимостью геометриче-ских размеров шва от энергетических параметров режима сварки.

Возможность линеаризации системы ИАДШ и расчета ее методом корневого годографа проверена контрольными экспериментами на ав-томате АСТ-7 при сварке стали IX18N9T толщиной 0,2 и 1,0 мм. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 62-83:531.3

О динамике электропривода постоянного тока
с упругой связьюЦехнович Л. И.
«Электричество», 1968, № 6

Рассматривается задача о переходном процессе в приводе ГД с упругой связью между якорем двигателя и массой, к которой при-ложен момент сил сопротивления. Сопоставляются два описания переходного процесса: одно с помощью линейного уравнения четвер-того порядка, составленного с учетом крутильных упругих колебаний, и другое с помощью линейного уравнения второго порядка, составлен-ного в предположении, что связь не деформируется.

Устанавливается, что интегралы указанных уравнений практи-чески совпадают, если соблюдаются два условия, названные автором условиями изоляции электропривода от упругих колебаний. Первое условие относится к параметрам системы и соответственно к общему решению уравнения переходного процесса, а второе — к возмущающе-му внешнему моменту и соответственно к частному решению того же уравнения.

Если эти условия выполнены, то при определении электромагнит-ного момента двигателя можно считать связь жесткой, а для опреде-ления момента, скручивающего связь, движение масс системы следует полагать составным, из вращения как жесткого целого и свободных упругих колебаний. Приводятся условия изоляции для общего случая любого источника питания двигателя и любой системы управления. Обобщается распространение изложенных приемов на многомас-совые системы. Илл. 2. Библ. 3.

УДК 621.313.13:531.3

Оценка динамических свойств исполнительных
двигателей в системах автоматизированного
электроприводаКаган В. Г., Казанский В. М.
«Электричество», 1968, № 6

В линейной постановке задачи в качестве критерия быстрейшей-ния принимается средний квадрат ошибки системы, выражаемый через классические динамические параметры электродвигателя — электромеханическую и электромагнитную постоянные времени.

Получены критерии оценки динамических свойств исполнитель-ного двигателя для наиболее типовых режимов: отработки скачка управляющего воздействия и нагрузки, фильтрации помехи на входе двигателя, отработки случайного сигнала на входе двигателя и на-грузки, являющейся «белым шумом».

Приведен пример сравнения по быстротедействию двигателей П-42 и равновеликого по мощности малоинерционного электродвигателя с полым цилиндрическим печатным якорем.

Показано, что уменьшение постоянных времен двигателя может привести как к улучшению, так и к ухудшению его динамических свойств в зависимости от режима работы двигателя в системе. Табл. 1. Библ. 6.

УДК 621.316.542+621.318.3

Повышение быстродействия и экономичности
броневых электромагнитовПузырьский Г. С., Сливинская А. Г.
«Электричество», 1968, № 6

Исследованы влияние данных, формы стали и марки стали на характеристики цилиндрического броневого электромагнита постоян-ного тока для выключателей высокого напряжения. Даны рекоменда-ции, позволяющие снизить стоимость серийно выпускаемого электро-магнита ВВ 400-15 и увеличить при этом на 30% его быстродействие. Дан упрощенный экспериментально-расчетный метод определения динамической тяговой характеристики электромагнитов постоянного тока. Табл. 2. Илл. 5. Библ. 4.

УДК 621.314.1

Магнитно-тиристорный преобразователь
постоянного напряженияБарыбин В. М., Негневицкий И. Б.
Негневский С. Б.,
«Электричество», 1968, № 6

Рассматривается работа простого и надежного преобразователя постоянного напряжения (или тока) в пропорциональную частоту импульсов. Преобразователь, работа которого основана на принципе периодического интегрирования, состоит из интегрирующего магнит-ного усилителя (МУ), измерительного органа — кремниевого стабили-трона и узла сброса с тиристором, обеспечивающего быстрый разряд интегрирующего конденсатора. Возможность введения в МУ магнит-ной обратной связи с помощью отдельной обмотки позволяет осуше-стить простой и надежный метод гашения тиристора.

Выведены основные количественные соотношения и проанализи-рованы систематическая и случайная погрешности преобразования.

Приведены результаты экспериментального исследования преобра-зователя постоянного напряжения в инфранизкой частоты. Пределы изменения входного напряжения $1 \div 70$ в, частоты на выходе $0,00043 \div 0,03$ гц. Погрешность в диапазоне температур $20 \div 70^\circ \text{C}$ не превышает 0,5%. Показан удобный способ устранения автоколебаний.

Отмечены возможные применения подобных преобразователей (в основном в сравнительно медленно действующих системах). Илл. 4. Библ. 8.

УДК 621.315.614.6.001.5:621.319.4

Исследование нагревостойкости конденсаторной
бумагиРенне В. Т., Аллахвердиев З. А.
«Электричество», 1968, № 6

Рассматривается вопрос влияния повышенной температуры на механические, электрические и химические свойства конденсаторной бумаги. Экспериментально определены условия ускоренной сушки конденсаторной бумаги при повышенных температурах без заметного ухудшения ее электромеханических свойств. Илл. 4. Библ. 6.

УДК 621.314.224

Расчет режимов трансформаторов тока в релейной
защите по номинальным или базисным параметрамДроздов А. Д.
«Электричество», 1968, № 6

На основе заданных величин в среднем режиме трансформатора тока, которые могут быть названы базисными, путем пересчета легко определяются все величины в другом режиме. Число расчетов значи-тельно меньше, чем при последовательным приближением. Точность результатов пересчета практически не зависит от принятой в расчете кривой намагничивания, по которой определяются лишь отношения индукций. Точность результатов в основном определяется точностью заданных базисных величин. Базисные величины для одной, двух точек определяются расчетом или экспериментально с высокой то-чностью и с учетом индивидуальных свойств трансформаторов тока данного типа. Для упрощения расчетов могут быть использованы типовые кривые в относительных единицах. Небольшое число кривых охватывает все трансформаторы тока. Табл. 3. Илл. 2. Библ. 2.

УДК 621.319.82:621.313.333

Влияние асинхронных двигателей на распределение
спектра низкочастотных составляющих помехОгороднейчук И. Ф., Журавлев И. Я.,
Солоха В. П.
«Электричество», 1968, № 6

Приводятся результаты экспериментальных исследований спек-трального состава помех в низковольтных распределительных сетях, обусловленных работой электродвигателей. Приводятся результаты анализа частот спектра помех нагруженных и ненагруженных двига-телей, причем особое внимание уделяется помехам от зубцовой частоты. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 3.

УДК 621.311.16

К расчету потоков мощности при обмене энергосистем
аварийным резервомЕршевич В. В., Мац А. Д.
«Электричество», 1968, № 6

Описывается программа расчета на ЭЦВМ кривой, дающей зави-симость между заданной мощностью и вероятностью того, что выхо-дящая в аварийную мощность будет больше либо равна заданной. Такие кривые предлагается использовать при анализе перетоков, обусловлен-ных взаимным обменом энергосистем аварийным резервом. Табл. 2. Илл. 1.

УДК 621.374.3

О расчете процесса разряда конденсатора на цепь с ферритовым
сердечником.Боголюбов В. Е., Жарков Ф. П., Пароткин В. И.
«Электричество», 1968, № 5

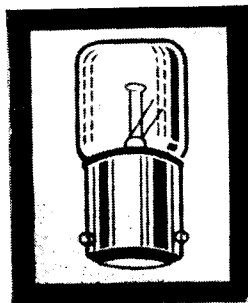
Предлагается расчет динамики процесса перематничивания ферро-магнитного сердечника разрядным током конденсатора. При этом учитывается влияние индуктивности обмотки на процесс в цепи. Ве-личина индуктивности определяется средней проницаемостью ферро-магнетика в области насыщения. Расчет основывается на кусочно-линейном представлении зависимости магнитной индукции от импуль-са поля. Сравнение с экспериментом показывает, что такой расчет правильно отражает основные качественные характеристики протекаю-щего в цепи процесса. Илл. 3. Библ. 5.

УДК 621.317.729.1

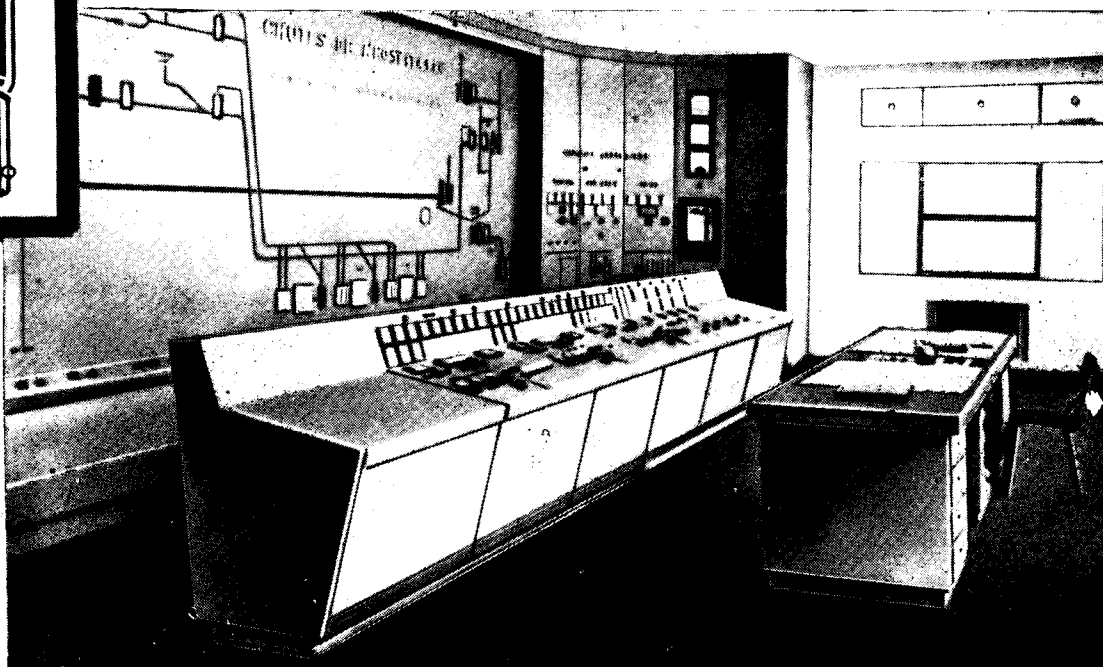
Применение фазового дискриминатора в блок-схеме
регистрации эквипотенциалов при математическом
моделировании полейМадиевский Г. А.
«Электричество», 1968, № 6

Освещается новый метод повышения точности индикации картин потенциалов полей при математическом моделировании и новой роли фазового дискриминатора в специальном схемном исполнении в блоке управления автоматической установкой как фазопередающего устройства и прецизионного фактора при регистрации эквипотенциалов. Илл. 4. Библ. 3.

ЭТОТ АНСАМБЛЬ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ
ВКЛЮЧАЕТ НЕСКОЛЬКО СОТЕН ЛАМП РАЗЛИЧНЫХ МОДЕЛЕЙ



Лампы
Ж. Рошэ
Ссылка
18 353
Размер
цоколя 18 мм
Тотальная
длина 35 мм



БЕСПРЕРЫВНО
РАБОТАЮТ ВО
ФРАНЦИИ

и в других
СТРАНАХ

МИЛЛИОНА ЛАМП ЖАН РОШЭ

Обеспечивая :

- ШИРОКИЙ ОПЫТ В ВОПРОСАХ СВЕТОВОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ
- Совершенно разработанную технику
- Самые современные производственные методы
- Абсолютную безопасность.

На службе АВТОМАТИЗАЦИИ, Предприятия Жан РОШЭ находятся в вашем распоряжении для изучения ваших особенных проблем или для осуществления специальной лампы, отвечающей вашим нуждам.

По запросу документация
высылается бесплатно

JEAN ROCHET

5, rue Mauriceau, ASNIERES (Seine)
Tél. GREsillons 00-84 - France

