

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

Серия А

№ 193

1962

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
СБОРНИК СТАТЕЙ

ТАЛЛИН, 1962

Ер. 6.7

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

Серия А

№ 193

1962

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
СБОРНИК СТАТЕЙ

ТАЛЛИН, 1962

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|--|----|
| 1. П. М. Плакк. Двухполюсник-измеритель емкости | 3 |
| 2. П. М. Плакк. Измерение влажности фрезерного торфа электрическим путем | 25 |
| 3. П. М. Плакк. Электроанемометр с датчиком-термистором | 39 |
| 4. В. Р. Хейнрихсен. О параметрах квадратора на базе эффекта Холла | 43 |
| 5. Е. А. Пуусеп. Влияние электромагнитных переходных процессов на динамику асинхронного электропривода | 59 |
| 6. У. М. Агур. Испытание системы ионного возбуждения на электронной модели силовой части мощного электропривода постоянного тока | 75 |

Труды поступили в редакцию
в декабре 1961 года.

Ер 4417



П. М. Плакк

ДВУХПОЛЮСНИК-ИЗМЕРИТЕЛЬ ЕМКОСТИ

1. Введение

Диэлектрическая проницаемость веществ сравнительно хорошо характеризует их физические свойства, как-то содержание влаги, состав и т. д. Препятствием для широкого применения измерения проницаемости в случае высокопроводимых веществ до настоящего времени являлось отсутствие подходящих способов измерения емкостей и соответствующей измерительной аппаратуры. В 1958 г. автором настоящей работы был опубликован новый метод измерения емкости конденсаторов с большими потерями [1]. К настоящему времени разработан и построен целый ряд измерителей емкости, базирующихся на этом методе, которые всесторонне удовлетворяют предусмотренные методом условия.

Измеряемую пробу для проводящих веществ можно представить эквивалентной схемой в виде параллель-

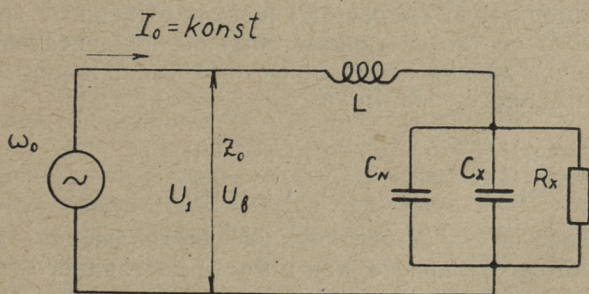


Рис. 1. Принципиальная схема двухполюсника-измерителя емкости

ного соединения емкости и активного сопротивления, причем сопротивление может изменяться от нуля до бесконечно большой величины.

Соберем двухполюсник, где параллельно с измеряемой пробой соединен градуированный конденсатор C_N и последовательно с ними — индуктивность L (рис. 1). При питании двухполюсника синусоидальным током постоянной величины с угловой частотой ω_0 , на концах двухполюсника образуется напряжение U_1 с абсолютным значением

$$U_1 = z_0 I_0,$$

где z_0 обозначает полное сопротивление всего двухполюсника. Пусть сумма емкостей равна $C_0 = C_N + C_x$, а L выберем так, что

$$\omega_0 L = \frac{1}{2\omega_0 C_0}. \quad (1)$$

Тогда z_0 является постоянной величиной, а R_x может произвольно изменяться от нуля до бесконечно большой величины. Однако, изменение суммарной емкости C_0 обуславливает изменение z_0 и вместе с ним и изменение U_1 . Следовательно, представленный двухполюсник в случае вышеприведенных условий является чувствительным в отношении емкости, но не реагирует на изменение сопротивления, автоматически элиминируя его влияние. При заданной частоте каждому двухполюснику присущи определенные C_0 , z_0 , а в случае постоянного тока также и U_1 . По значению последнего можно подрегулировать соответствующую схеме емкость $C_0 = C_N + C_x$ и записать измеряемую емкость C_x непосредственно с градуированного соответствующим образом конденсатора C_N .

С точки зрения измерений схема имеет характер моста постоянного тока. Если

$$C_N + C_x > C_0, \quad \text{то} \quad U_b < U_1;$$

$$\text{и если} \quad C_N + C_x < C_0, \quad \text{то} \quad U_b > U_1,$$

вследствие чего уравнивание двухполюсника достигается столь же просто, как и моста постоянного тока.

Все вышеизложенное действительно для случая, когда ток синусоидален, угловая частота ω_0 постоянна и ток двухполюсника I_0 не зависит от изменения R_x . По-

стоянство частоты достигается кварцевым автогенератором. Однако, обеспечение синусоидального вида и полного постоянства тока практически невозможно. Поэтому при реализации изложенного метода измерения возникает ряд проблем, из которых наиболее существенные рассматриваются ниже.

2. Погрешность измерения, обусловленная непостоянством тока

Одна из реально осуществимых упрощенных схем измерения представлена на рис. 2. Характерное т. н. базис-

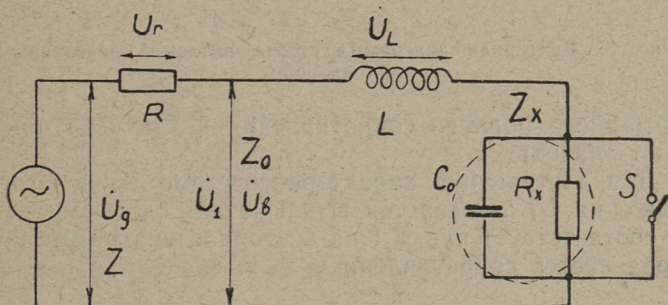


Рис. 2. Схема двухполюсника-измерителя емкости, питаемого постоянным напряжением

ное напряжение схемы достигается при замыкании выключателя S , т. е. при $R_x = 0$ и $U_1 = U_L$. Схема питается постоянным напряжением от кварцевого автогенератора. Постоянство тока до известной степени обеспечивается сравнительно большим сопротивлением R , если выполнено условие $R \gg z_0$. Однако в этом случае будет и $U_g \gg U_1$. Этот способ в практике не приемлем и приходится пользоваться меньшим R , а также учитывать некоторое изменение тока в зависимости от изменения R_x .

На рисунке 3 приведена векторная диаграмма для четырех значений R_x , соответствующая схеме измерения (рис. 2). Численные индексы для всех Z соответствуют индексам R_x . В случаях, когда $R_{x1} = 0$ и $R_{x3} = \infty$, абсолютные значения суммарного полного сопротивления равны, т. е. $z_1 = z_3$. В тех случаях, когда $R_{x2} = x_{C0}$ и в произвольной точке b $R_x > x_{C0}$, значения

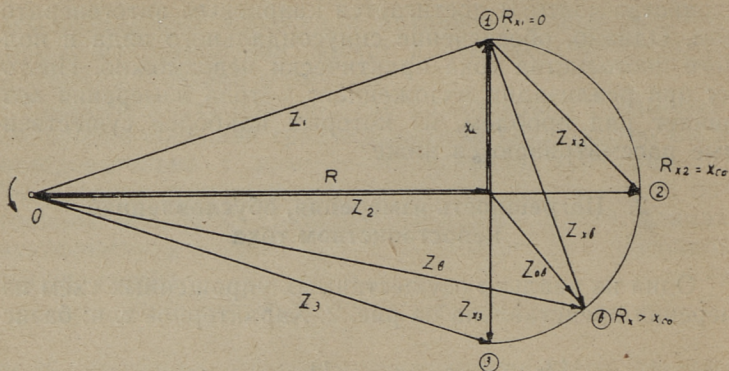


Рис. 3. Векторная диаграмма схемы, питаемой постоянным напряжением

суммарного полного сопротивления различны и превышают значения z_1 .

Для достижения характерного схеме базисного напряжения U_1 замыкается выключатель S . Этому режиму соответствует пункт 1 на векторной диаграмме и ток определяется сопротивлением z_1 , т. е.

$$I_0 = \frac{U_g}{z_1},$$

и базисное напряжение

$$U_1 = I_0 z_0.$$

Такое же положение в части напряжений и токов наблюдается и в точке 3. $R_{x3} = \infty$ соответствует измерению емкости конденсатора без потерь и в этом случае при пользовании данной схемой никаких затруднений не возникает.

В случае реального конденсатора с потерями ($0 < R_x < \infty$) каждому значению R_x соответствует определенное значение z , а также и разный ток. Однако ввиду того, что полное сопротивление z_0 измерительного двухполюсника не зависит от значения R_x , то при измерении C_x получается погрешность.

Например, в произвольно выбранной точке

$$I_b = \frac{U_g}{z_b} \quad \text{и} \quad U_b = I_b z_0 < U_1.$$

Для достижения равенства U_b с U_1 необходимо уменьшить емкость и $C_{об}$ становится меньше C_0 .

Характеризующее схему базисное напряжение

$$U_1 = U_g \frac{z_0}{z_1}$$

и напряжение в произвольной точке

$$U_b = U_g \frac{z_0}{z_b}$$

Из отношения напряжений

$$\frac{U_b}{U_1} = \frac{z_1}{z_b}$$

определяется относительная погрешность измеряемых напряжений

$$\frac{U_b - U_1}{U_1} = \frac{\Delta U_b}{U_1} = \frac{z_1 - z_b}{z_b} \quad (2)$$

Обозначим $x_C = 2x_L$ (формула (1)); тогда на основании схемы (рис. 2)

$$Z_x = \frac{-2jR_x x_L}{R_x - 2jx_L}$$

и в произвольной точке b полное сопротивление измерительного двухполюсника равно

$$Z_{об} = Z_x + jx_L$$

Подставляя значение Z_x после преобразования, получаем

$$Z_{об} = \frac{4R_x x_L^2}{R_x^2 + 4x_L^2} + j \frac{4x_L^3 - R_x^2 x_L}{R_x^2 + 4x_L^2} \quad (3)$$

Определяющее ток полное сопротивление равно

$$Z_b = R + Z_{об} = R + \frac{4R_x x_L^2}{R_x^2 + 4x_L^2} + j \frac{4x_L^3 - R_x^2 x_L}{R_x^2 + 4x_L^2} \quad (4)$$

В точке 1 Z_b превращается в Z_1 ($R_x=0$) и

$$Z_1 = R + jx_L.$$

Погрешность напряжения, выраженная через абсолютные значения полных сопротивлений (согласно формуле (2)), будет

$$\frac{\Delta U_b}{U_1} = \frac{\sqrt{R^2 + x_L^2} - \sqrt{\left(R + \frac{4R_x x_L^2}{R_x^2 + 4x_L^2}\right)^2 + \left(\frac{4x_L^3 - R_x^2 x_L}{R_x^2 + 4x_L^2}\right)^2}}{\sqrt{\left(R + \frac{4R_x x_L^2}{R_x^2 + 4x_L^2}\right)^2 + \left(\frac{4x_L^3 - R_x^2 x_L}{R_x^2 + 4x_L^2}\right)^2}} \quad (5)$$

Результат решения уравнения (5) зависит от отношений R/x_L и R_x/x_L . Для заданных отношений произведено вычисление погрешности напряжения. Полученные ре-

Таблица 1

Погрешность напряжения $\frac{\Delta U_b}{U_1} \cdot 100\%$ в зависимости от отношений R/x_L и R_x/x_L

| $R/x_L \backslash R_x/x_L$ | 10 | 20 | 50 | 100 | 200 |
|----------------------------|------|------|------|------|------|
| ∞ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 5 | 6,37 | 3,95 | 1,38 | 0,69 | 0,40 |
| 2 | 9,46 | 5,00 | 2,00 | 1,00 | 0,50 |
| 1 | 7,47 | 4,00 | 1,60 | 0,80 | 0,40 |
| 0,5 | 4,18 | 2,35 | 0,94 | 0,47 | 0,24 |

зультаты представлены в таблице 1. Из векторной диаграммы (рис. 3) следует, что наибольшая погрешность получается в случае, если $R_x/x_L = 2$, что берется за основу при оценке погрешности.

Из таблицы 1 явствует, что даже при очень большом R/x_L получается значительная погрешность напряжения, и тем самым схема не пригодна для измерений с большой точностью.

3. Компенсация погрешности напряжения путем последовательного соединения индуктивности и сопротивления

Введем в двухполюсник последовательно с индуктивностью L сопротивление R_L (рис. 4).

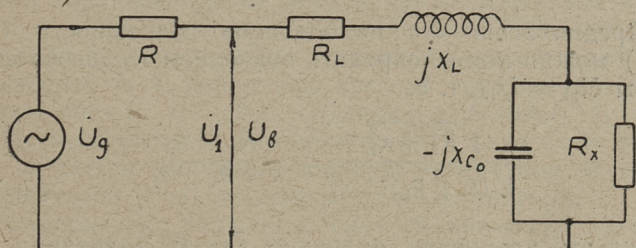


Рис. 4. Эквивалентная схема для вычисления компенсации погрешности измерения посредством

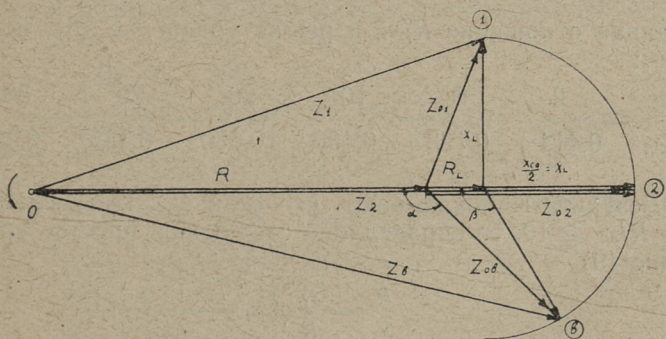


Рис. 5. Векторная диаграмма, соответствующая эквивалентной схеме рис. 4

Наибольшая погрешность напряжения в этом случае имеет место, когда $R_x = 2x_L$. На рис. 5 приведена векторная диаграмма сопротивлений для случая $R_x = 0$ (точка 1), при наибольшей погрешности $R_x = x_{c0}$ (точка 2) и при любом выбранном случае (точка b).

По рис. 5 можем выразить напряжение U_1 в пункте 1, т. е.

$$U_{11} = U_g \frac{\sqrt{R_L^2 + x_L^2}}{\sqrt{(R + R_L)^2 + x_L^2}}, \quad (6)$$

и в пункте 2

$$U_{21} = \frac{U_g (R_L + x_L)}{R + R_L + x_L}. \quad (7)$$

Предполагая, что наибольшую погрешность (точка 2) можно компенсировать значением R_L , необходимо чтобы $U_{11} = U_{12}$, т. е.

$$\frac{\sqrt{R_L^2 + x_L^2}}{\sqrt{(R + R_L)^2 + x_L^2}} = \frac{R_L + x_L}{R + R_L + x_L}.$$

Решив это уравнение, получаем для R_L значение

$$R_L = -\frac{R}{2} + \sqrt{\frac{R^2}{4} + x_L^2}. \quad (8)$$

Задавая отношение R/x_L и решая уравнение (8), получаем:

| R/x_L | 2 | 5 | 10 | 20 | 30 | 50 |
|-----------|-------|-------|-------|-------|-------|------|
| R_L/x_L | 0,414 | 0,193 | 0,100 | 0,050 | 0,033 | 0,02 |

Результаты показывают, что если заданное отношение $R/x_L \geq 10$, то справедливо следующее простое уравнение (9)

$$\frac{R_L}{x_L} = \frac{x_L}{R}. \quad (9)$$

Для проверки погрешности измерения в любой точке b отмечаем, что $\operatorname{tg} \gamma = R_x/2x_L$ и угол векторной диа-

граммы $\beta = 270 - 2\gamma$. Далее, при помощи теоремы косинусов выясняется, что в случае R_L , соответствующего формуле (8), осуществляется полная компенсация погрешности измерения при любом значении R_x . Аналогично исходному двухполюснику (рис. 1), компенсированная таким образом схема полностью свободна от погрешностей.

4. Эквивалентная схема конечного каскада питающего генератора.

Влияние высших гармонических составляющих

Условия равенства напряжений измерительного двухполюсника действительны только при строго синусоидальном токе. Получение последнего является сложной задачей. На практике выходное напряжение генератора содержит кроме первой также известное число высших гармонических составляющих. Обозначим в выходной цепи генератора амплитуду тока первой гармонической I_1 и амплитуды высших гармонических соответственно $I_2, I_3 \dots I_m \dots I_n$, причем $I_2 = k_2 I_1, I_3 = k_3 I_1$ и т. д. Коэффициент гармонических k зависит в основном от схемы выходного каскада генератора и легко определяется в случае конкретного генератора.

Напряжение, близкое к синусоидальному, достигается в случае, когда выходной каскад генератора заканчивается параллельным колебательным контуром с малыми потерями, который работает на измерительную ветвь. Соответствующая эквивалентная схема для определения базисного напряжения представлена на рис. 6.

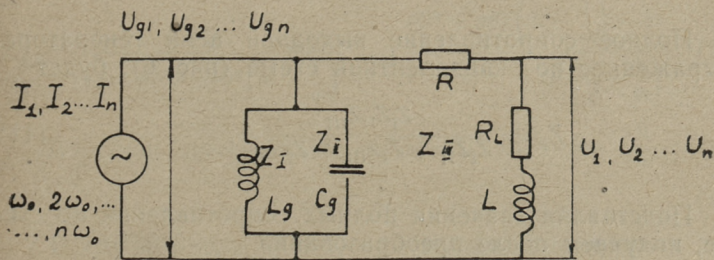


Рис. 6. Эквивалентная схема выходного каскада и измерительного двухполюсника в случае определения базисного напряжения

Обозначим полное сопротивление первой гармонической выходной цепи генератора через Z_{g1} и для высших гармонических соответственно через $Z_{g2} \dots Z_{gn}$. Тогда амплитуда первой гармоники напряжения в выходной цепи будет

$$U_{g1} = z_{g1} I_1$$

и амплитуда гармоники

$$U_{gm} = z_{gm} I_m = z_{gm} k_m I_1.$$

При этом на измерительном двухполюснике образуется базисное напряжение, имеющее первую гармоническую

$$U_1 = \frac{U_{g1} z_{01}}{z_1}$$

и для гармоники

$$U_m = \frac{U_{gm} z_{0m}}{z_m}.$$

При этом $Z_1 \dots Z_m \dots Z_n$ обозначают полное сопротивление всей измерительной ветви, а $Z_{01} \dots Z_{0m} \dots Z_{0n}$ — полное сопротивление измерительного двухполюсника.

Следовательно, отношение между гармоникой m и первой гармоникой в базисном напряжении равно

$$\frac{U_m}{U_1} = \frac{U_{gm} z_{0m} z_1}{U_{g1} z_{01} z_m} = k_m \frac{z_{gm} z_{0m} z_1}{z_{g1} z_{01} z_m}. \quad (10)$$

Полное сопротивление выходной цепи генератора, выраженное по эквивалентной схеме (рис. 6), будет

$$Z_g = \frac{Z_I Z_{II} Z_{III}}{Z_I Z_{II} + Z_I Z_{III} + Z_{II} Z_{III}}. \quad (11)$$

Подставляя значения полных сопротивлений по схеме, получаем после преобразований

$$Z_g = \frac{R}{\left(1 - \omega^2 LC_g + \frac{L}{L_g}\right)^2 + R^2 \left(\omega C_g - \frac{1}{\omega L_g}\right)^2}$$

$$-j \frac{(R^2 + \omega^2 L^2) \left(\omega C_g - \frac{1}{\omega L_g} \right) - \omega L}{\left(1 - \omega^2 L C_g + \frac{L}{L_g} \right)^2 + R^2 \left(\omega C_g - \frac{1}{\omega L_g} \right)^2}. \quad (12)$$

Для определения отношения первой и высших гармоник в базисном напряжении необходимо знать значения Z_g только при угловых частотах $\omega_0, 2\omega_0 \dots m\omega_0 \dots n\omega_0$.

Для общего решения уравнения (12) обозначим отношение $L/L_g = a$ и примем за единицу проводимости характеристическую проводимость первой гармоники колебательного контура генератора т. е.

$$\omega_0 C_g = \frac{1}{\omega_0 L_g} = 1.$$

Так как добротность колебательного контура $Q = R\omega_0 C_g$, то согласно предыдущему условию $R = Q$. Предполагая, что R_L и x_L , по сравнению с R , весьма малы, формула (12) получает следующий вид

$$Z_{gm} = \frac{Q}{(1 - am^2 + a)^2 + Q^2 \left(m - \frac{1}{m} \right)^2} - j \frac{(Q^2 + a^2 m^2) \left(m - \frac{1}{m} \right) - am}{(1 - am^2 + a)^2 + Q^2 \left(m - \frac{1}{m} \right)^2}. \quad (13)$$

В случае конкретного решения необходимо иметь заданное значение a . Например пусть $a = 1$; тогда

$$Z_{gm} = \frac{Q}{(2 - m^2)^2 + Q^2 \left(m - \frac{1}{m} \right)^2} - j \frac{(Q^2 + m^2) \left(m - \frac{1}{m} \right) - m}{(2 - m^2)^2 + Q^2 \left(m - \frac{1}{m} \right)^2}. \quad (14)$$

В случае основной волны $m = 1$, тогда $m - \frac{1}{m} = 0$ и

$$Z_{g1} = Q + j. \quad (15)$$

В случае, если $Q \gg 1$, при высших гармониках действительная часть формулы (14) весьма мала по сравнению с ее мнимой частью, и полное сопротивление с достаточной точностью можно выразить уравнением

$$Z_{gm} = -j \frac{(Q^2 + m^2) \left(m - \frac{1}{m}\right) - m}{(2 - m^2)^2 + Q^2 \left(m - \frac{1}{m}\right)^2} \quad (16)$$

Избрав добротность колебательного контура Q и задавая значения m гармоники можно при помощи формул (15) и (16) легко найти абсолютные значения полных сопротивлений z_1 и z_m .

Для измерения наиболее опасными являются высшие гармонические с малыми индексами. В зависимости от схемы выходного каскада генератора, ими являются вторая или третья гармоника, т. е. m равно 2 или 3. В качественном генераторе на выходной цепи $Q \geq 60$. Тем самым $Q \gg m$ и формулы (15) и (16) упрощаются

$$z_{g1} = Q, \quad (17) \quad z_{gm} = \frac{1}{m - \frac{1}{m}}. \quad (18)$$

Полное сопротивление измерительной ветви при благоприятных условиях, когда $R \gg \omega_0 L$ и $\omega_0 L \gg R_L$, будет соответственно

$$z_1 = z_m = Q. \quad (19)$$

Полное сопротивление двухполюсника равно

$$z_{01} = 1 \quad \text{и} \quad z_{0m} = m. \quad (20)$$

Подставляя значения полных сопротивлений (выражения (17) — (20)) в формулу (10), получаем отношение напряжений

$$\frac{U_m}{U_1} = k_m \frac{m}{Q \left(m - \frac{1}{m}\right)}. \quad (21)$$

Из этой формулы следует, что приемлемое с точки зрения измерений содержание гармоник в базисном напряжении можно получить либо при особо большой добротности Q (большое R) выходной цепи генератора, либо обеспечением в токе выходного каскада генератора малых высших гармоник. Первое условие можно реализовать в приборе с электронными лампами. В приборе с полупроводниковыми триодами Q ограничена и там необходимо использовать второй способ.

5. Влияние паразитных емкостей

Реализация измерительного двухполюсника сопровождается паразитными емкостями, из которых наиболее существенными являются внутренняя емкость катушки C_p и емкость между заземлением катушкой C_m . Учитывая названные емкости, эквивалентная схема выходного каскада генератора примет вид, изображенный на рис. 7.

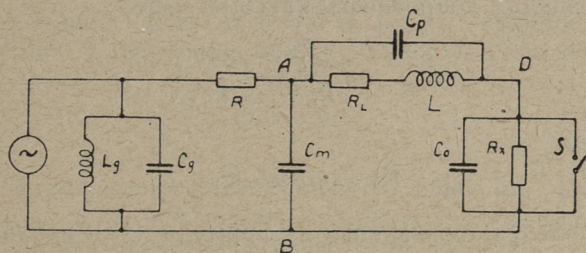


Рис. 7. Полная эквивалентная схема выходного каскада генератора

В зависимости от условий компенсации погрешности измерения (формулы (8) и (9)) добротность Q_D катушки велика и вместе с паразитными емкостями образует параллельный колебательный контур. Если собственная частота ω_p катушки равна или близка к частоте некоторой высшей гармоники генератора, например к $n\omega_0$, и если генератор на этой частоте действительно имеет некоторую амплитуду напряжения, то получаемое на концах измерительного двухполюсника напряжение является значительно большим по сравнению с напряжением, получаемым в случае синусоидального тока. Замыкание и размыкание выключателя S изменяет настройку измерительного двухполюсника. Если режим близок к резонансу, то сильно изменяется также и абсолютное значение напряжения. Настройку двухполюсника изменяет также изменение R_x и прибор чувствителен к потерям измеряемого конденсатора.

При определении базисного напряжения (выключатель замкнут) в случае резонанса катушка L вместе с паразитными емкостями представляет собой активное сопротивление R_p , и формула (12) примет вид

$$Z_{gn} = \frac{R + R_p}{1 + (R + R_p)^2 \left(n\omega_0 C_g - \frac{1}{n\omega_0 L_g} \right)^2} -$$

$$- j \frac{(R + R_p)^2 \left(n\omega_0 C_g - \frac{1}{n\omega_0 L_g} \right)}{1 + (R + R_p)^2 \left(n\omega_0 C_g - \frac{1}{n\omega_0 L_g} \right)^2}. \quad (22)$$

Обозначая добротность катушки через

$$Q_p = \frac{n\omega_0 L}{R_L} = \frac{an\omega_0 L_g}{R_L},$$

получим:

$$R_p = an\omega_0 L_g Q_p.$$

Используя обозначения из формулы (13), получаем

$$Z_{gn} = \frac{Q + anQ_p}{1 + (Q + anQ_p)^2 \left(n - \frac{1}{n} \right)^2} -$$

$$- j \frac{(Q + anQ_p)^2 \left(n - \frac{1}{n} \right)}{1 + (Q + anQ_p)^2 \left(n - \frac{1}{n} \right)^2} \approx$$

$$\approx -j \frac{(Q + anQ_p)^2 \left(n - \frac{1}{n} \right)}{1 + (Q + anQ_p)^2 \left(n - \frac{1}{n} \right)^2}. \quad (23)$$

Так как 1 весьма мала по сравнению с остальной частью знаменателя, то ею можно пренебречь

$$Z_{gn} \approx -j \frac{1}{n - \frac{1}{n}}. \quad (24)$$

В случае резонанса сопротивление измерительной ветви будет

$$z_n = R + R_p = Q + anQ_p$$

и сопротивление двухполюсника

$$z_{0n} = R_p = anQ_p.$$

Полагая, что $a = 1$, получаем отношение напряжений на измерительном двухполюснике

$$\frac{U_n}{U_1} = k_n \frac{nQ_p}{(Q + nQ_p) \left(n - \frac{1}{n} \right)}. \quad (25)$$

В случае, когда $Q \approx Q_p$ и $n \gg 1$, получаем для отношения напряжений приближенное выражение

$$\frac{U_n}{U_1} \approx k_n \frac{1}{1+n}. \quad (26)$$

Отношение напряжений зависит, в основном, от того, какая высшая гармоника находится в резонансе с собственной колебательной частотой катушки.

Если в качестве генератора применять одноламповый кварцевый автогенератор, то лампа работает вблизи режима класса *B* и коэффициент токовых гармоник в токе выходной цепи будет приблизительно равен

$$k_n = \frac{4}{\pi(n-1)(n+1)}.$$

Полагая, что $n \gg 10$, получаем для отношения напряжений наибольшее приближенное значение

$$\frac{U_{10}}{U_1} \approx \frac{4 \cdot 100}{3,14 \cdot 9 \cdot 11^2} = 0,12\%.$$

Следовательно, вызванный паразитными емкостями резонанс не является опасным в случае качественно построенных измерительных двухполюсников.

Экспериментальная часть

В период 1958—1961 гг. были построены и всесторонне испытаны шесть двухполюсников измерителей емкости, работающих на электронных лампах и два — на полупроводниковых триодах. В качестве генератора

использовались кварцевые автогенераторы, которые, соответственно кристаллу, работали на частотах от 125 кГц до 10 МГц. В части измерительного усилителя были испытаны различные варианты, из которых наилучшие результаты дал усилитель постоянного тока. При расчете и димензионировании электронных блоков применялись общеизвестные в радиоэлектронике методы. При расчете и димензионировании измерительного двухполюсника и выходного каскада генератора использовались полученные нами результаты, приведенные в предыдущей части настоящей работы.

Ниже излагаются результаты испытания двухполюсников измерителей емкости. Точность измерительного прибора, в первую очередь, зависит от точности градуирования эталонного конденсатора C_N . Так как этот вопрос относится к области точной механики (конденсатор, шкала), то он не учитывается при оценке точности предлагаемого принципа измерения. Во-вторых, на точность измерения влияет точность определения измеряемого напряжения U_b , что является основным показателем в случае конденсаторов с малыми потерями. При конденсаторах с большими потерями вместе с уменьшением R_x уменьшается чувствительность измерительного прибора, а вместе с ней и точность регулирования C_N . Мерой чувствительности измерительного прибора, а одновременно и точности регулирования C_N , берется обстоятельство, что возникающее при включении и отключении выключателя S , отклонение стрелки индикатора на 0,1 делений может быть визуально обнаружено.

а) Двухполюсник, работающий на электронных лампах (снимок — рис. 8).

Для двухполюсника характерная емкость составляет 260 пф, измеряемая емкость — 0...240 пф, шкала на 1000 делений, индикатор — микроамперметр типа М-91 с конечным отклонением 10 мка, частота измерений 6405 кГц, точность измерений 0,016 пф — т. е. 1/15000 от максимального значения C_x или 0,007%. При использовании того же измерительного устройства в неуравновешенном состоянии его чувствительность $\Delta I/\Delta C_x$ составляет 0,68 мка/пф. Полная мощность в измерительной пробе меньше чем 0,0016 ватт. Зависимость точности и чувствительности измерительного прибора от значения параллельного сопротивления R_x с

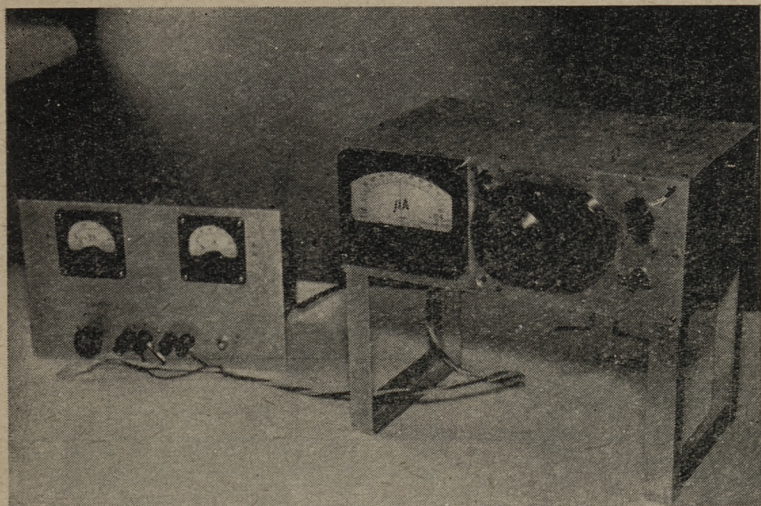


Рис. 8. Двухполюсник-измеритель емкости на электронных лампах

реальным конденсатором представлена на рис. 9.

Из последнего видно, что до сопротивления $R_x = \infty \dots 6,2 \text{ ком}$ чувствительность не изменяется, а в случае сопротивления $R_x = 1,5 \text{ ком}$ она уменьшается на 1%. Следовательно, допуская погрешность измерения в 1% представляется возможным автоматически регистрировать емкость при значении R_x от ∞ до 1,5 ком.

б) Двухполюсник, работающий на полупроводниковых триодах (снимок — рис. 10).

Для двухполюсника характерная емкость составляет 710 пф, измеряемая емкость — 0...680 пф, шкала на 1000 делений, индикатор — микроамперметр типа М-91 с конечным отклонением 10 мка, частота измерений — 557 кГц, точность измерений — 0,017 пф, т. е. 1/40000 от максимального значения или 0,0025%. Полная мощность в измерительной пробе меньше чем 0,0019 ватт.

Зависимость точности и чувствительности измерительного прибора от значения сопротивления R_x реального конденсатора представлена на рис. 11. Отсюда следует, что измеритель емкости на полупроводниковых триодах имеет аналогичные показатели с электронно-ламповым устройством. Кривая чувствительности

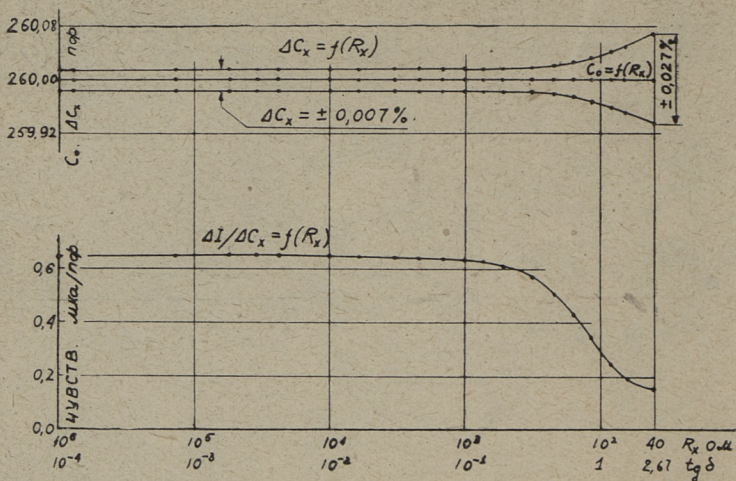


Рис. 9. Зависимость точности и чувствительности двухполюсника-измерителя ёмкости на электронных лампах от сопротивления

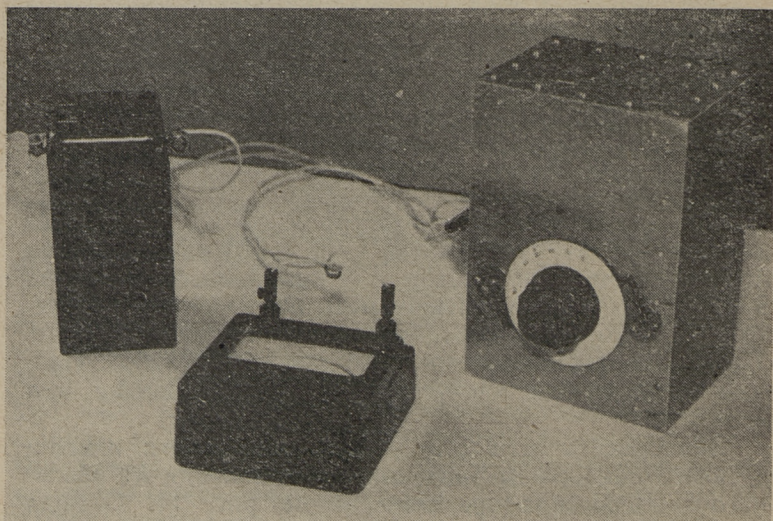


Рис. 10. Двухполюсник-измеритель ёмкости на полупроводниковых триодах

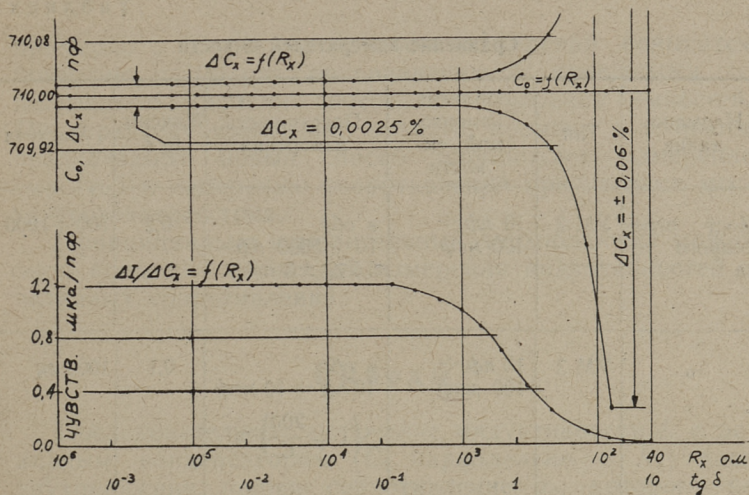


Рис. 11. Зависимость точности и чувствительности двухполюсника-измерителя емкости на полупроводниковых триодах от сопротивления

имеет значительный спад при малом R_x . В этой области по чувствительности прибора можно приблизительно оценить значение R_x .

Ввиду очень малой мощности в измерительной пробе двухполюсник-измеритель емкости применим для измерения диэлектрической проницаемости биологических жидкостей и других веществ, чувствительных к температуре.

В таблице 2 представлены данные для сравнения серийно изготовляемых в настоящее время в Советском Союзе измерителей емкости и двухполюсников-измерителей емкости.

Сравнивая предлагаемые двухполюсники-измерители емкости с работающими по ранее известным схемам выясняется, что ни один из других измерительных приборов для измерения емкости конденсатора с большими потерями не выдерживает сравнения. Двухполюсники-измерители емкости позволяют измерять диэлектрическую проницаемость веществ с большой проводимостью, что до настоящего времени не представлялось возможным. С применением двухполюсников-измерителей емкости время проведения измерений уменьшится

Сравнение измерителей емкости

| Наименование | Тип | Область измеряемой емкости | Погрешность измерения | Максим. $\text{tg } \delta$ | Частота |
|---|--------|----------------------------|---|--------------------------------|------------------|
| Мост переменного тока | УМ-2 | 10 пф ÷ 100 мкф | в обл. 10 ÷ 5000 пф 2,5% ± 3 пф | 0,2 | 100 ÷ 1000 гц |
| „ | УМ-3 | 10 пф ÷ 100 мкф | в обл. 10 пф ÷ 10 мкф $(1 + \frac{200}{C})\%$ | 0,1 | 1000 гц |
| Измеритель по резонансному методу | ИИЕВ-1 | 1 ÷ 5000 пф | 1 — 10 пф ± 5% 10 — 5000 пф ± 0,5% ± 0,4 пф | конденсаторы с малыми потерями | 700 гц ÷ 300 кгц |
| Куметр | КВ-1 | 0 ÷ 420 пф | при $\text{tg } \delta = 0,05$ ± 3% | 0,05 | 50 кгц ÷ 50 Мгц |
| Двухполюсник-измеритель емкости с электронными лампами | — | 0 ÷ 10000 пф | меньше чем 0,01% | 3 | 100 кгц ÷ 50 Мгц |
| Двухполюсник-измеритель емкости с полупроводниковыми триодами | — | 0 ÷ 10000 пф | меньше чем 0,01% | 3 | 100 кгц ÷ 50 Мгц |

примерно в 10 раз, а точность измерений повысится примерно в 100 раз, по сравнению с известными до настоящего времени способами измерения емкостей. По характеру измерений, в части времени и точности предлагаемый новый способ приближает измерение емкостей к измерению сопротивлений при помощи моста постоянного тока.

Принципиально измерительный двухполюсник может быть применен также для измерения индуктивностей и активных сопротивлений.

Выводы

Последовательное включение индуктивности L с реальным конденсатором (C_0 параллельно с R_x) дает двухполюсник, полное сопротивление z_0 , которого не зависит от значения R_x при условии, что $\omega_0 L = 1/2 \omega_0 C_0$. При реализации этого свойства в двухполюснике измерителе емкости возникает ряд осложнений. В первой части работы рассматриваются погрешности измерений, обусловленные изменением питающего тока, содержанием гармоник и паразитными емкостями, и даются методы для их компенсации.

Во второй части работы приведены результаты испытаний построенных измерительных приборов. Эти результаты испытаний построенных измерительных приборов. Эти результаты показывают, что погрешность измерения емкости двухполюсниками составляет менее 0,01% и изменение сопротивления R_x от бесконечно большого значения до нескольких десятков ом ($\text{tg } \delta = 0 \div 3$) не оказывает влияния на измерение емкости. Время измерения составляет 3—5 секунд, причем предусмотрена возможность для автоматического регистрирования емкостей при помощи самопишущего микроамперметра постоянного тока. Полная мощность в измерительной пробе меньше 0,0016 ва , что позволяет измерять электрическую проницаемость биологических жидкостей и других чувствительных к температуре веществ. Проведено сравнение серийно производимых в СССР измерителей емкости с двухполюсниками измерителями емкости, которое показало большие преимущества последних по всем показателям.

ЛИТЕРАТУРА

1. П. М. Плакк. Новый метод измерения емкости конденсаторов с большими потерями. Труды Таллинского политехнического института, серия А, № 137, 1958.
2. П. М. Плакк. Удостоверение о регистрации № 14113 от 27 июля 1959 г.
3. П. М. Плакк. Удостоверение о регистрации № 26908 от 29 декабря 1961 г.

П. М. Плакк

ИЗМЕРЕНИЕ ВЛАЖНОСТИ ФРЕЗЕРНОГО ТОРФА ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПУТЕМ

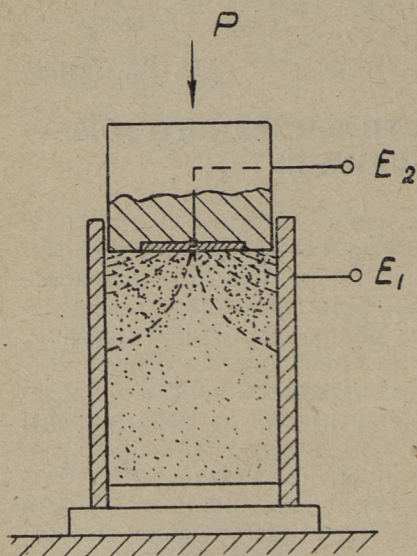
Для оперативного управления и полного использования мощной техники, применяемой при механизированном производстве фрезерного торфа, необходим прибор, позволяющий измерять влажность фрезерного торфа непосредственно на фрезерных полях скоростным методом. В зависимости от технологии производства фрезерного торфа необходимо измерять влажность торфа в пределах от 35 до 70% (определена, исходя из сырого веса). Конструктивно прибор, применяемый на фрезерных полях, должен быть портативным, простым в употреблении, работоспособным в полевых условиях, несложным и дешевым и обеспечивать необходимую точность измерений.

Подобный влагомер был разработан в Таллинском политехническом институте и внедрен еще в 1950 году на торфо-брикетном предприятии «Тоотси», где он работает до сих пор безукоризненно. В Таллинский политехнический институт неоднократно обращались с заказами на влагомеры и для получения информации. Поскольку до сегодняшнего дня не удалось организовать массового производства вышеназванного прибора, целесообразно ввиду его необходимости опубликовать в печати более подробную информацию об этом вопросе.

1. Об электропроводности фрезерного торфа

Влажность фрезерного торфа целесообразно выражать через его электрическое сопротивление. Для разработки надежного влагомера был исследован ряд вопросов, влияющих на связь между электрическим сопротивлением фрезерного торфа и его влажностью. Ниже излагаются итоги полученных результатов.

1. Электроды. Репродуцируемую измерительную пробу образуют в цилиндрическом электроде-сосуде под действием некоторого внешнего давления (рис. 1). При



этом форма электродов E_1 и E_2 и расстояние между ними остаются неизменными. Взятое количество фрезерного торфа не взвешивается, оно наполняет значительно больший объем, чем объем межэлектродного электрического поля. Размеры электрода-сосуда должны быть достаточно большими по сравнению с размерами частичек торфа.

2. Давление. Воспроизводимость образования измерительной пробы не зависит от абсолютного значения приложенного давления. Были проведены измерения в диапазоне давлений $0,1 \div 60 \text{ кг/см}^2$. Верхнее значение давления определено отделением воды от сырого

Рис. 1. Электроды. Линии напряженности электрического поля показаны пунктиром

фрезерного торфа, а нижнее значение — гладкостью внутренних стенок электрода-сосуда. Для шлифованной и хромированной внутренней поверхности электрода-сосуда оказалось целесообразным давление в $0,2 \text{ кг/см}^2$. Зависимость величины сопротивления фрезерного торфа от давления (в диапазоне малых давлений) представлена на рис. 2.

3. Время. Сразу в момент приложения давления электрическое сопротивление измерительной пробы из фрезерного торфа не имеет твердого значения, оно установится в течение некоторого времени. В момент приложения давления значения сопротивления измерительных проб сильно расходятся и быстро изменяются. Начиная с 30-ой секунды они сгруппируются вокруг некоторого

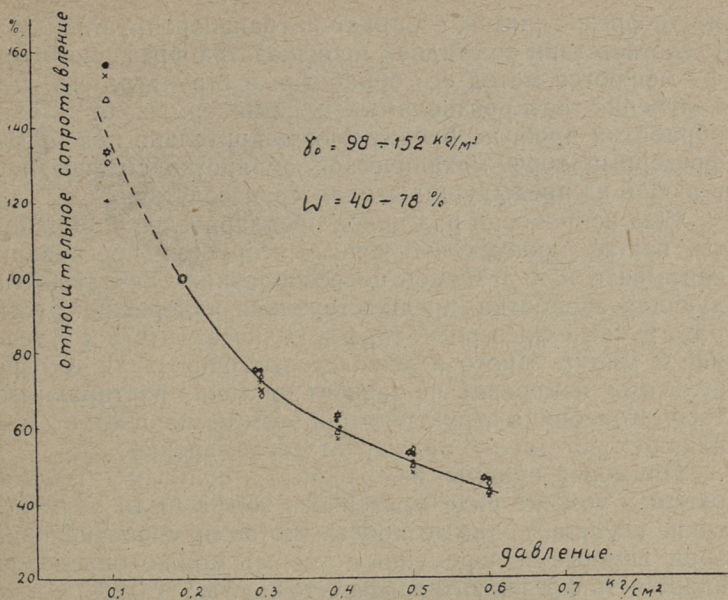


Рис. 2. Зависимость сопротивления фрезерного торфа от давления

среднего значения, которое в дальнейшем медленно и непрерывно уменьшается. Принимая значение сопротивления, получаемое через 6 минут после наложения давления на пробу, за 100%, то через первые 30 секунд оно будет 120%, через 1 минуту 115%, через 2 минуты 109% и через 3 минуты 105%. Уменьшение сопротивления пробы фрезерного торфа, происходящее за первую минуту, в значительной степени зависит как от абсолютной величины применяемого при измерении давления, так и от вида фрезерного торфа и от его влажности. Дальнейшее же сопротивление не зависит от указанных факторов. Поэтому целесообразно во влагомере с ручным управлением определить сопротивление пробы через 2 минуты после наложения давления. В автоматическом приборе следует производить отсчет через 1 минуту после наложения давления.

4. Влияние предварительной обработки. Сопротивление пробы зависит в некоторой степени и от зернистости структуры фрезерного торфа. При производстве фрезерного торфа торф-сырец измельчается при по-

мощи фрез, сушится, собирается, транспортируется и т. д. В соответствии со стадией производства фрезерного торфа меняются метод его обработки и структура его. Для получения воспроизводимых и независимых от стадии обработки проб, необходимо предварительно подвергать фрезерный торф механической обработке сильнее, чем в любой из предыдущих стадий производства.

Был испробован ряд видов предварительной обработки, как-то пропускание через мясорубку, просеивание через сито и т. д. Самой целесообразной оказалась следующая обработка, предшествующая измерению: растереть руками фрезерный торф в количестве 0,75 л в течение 2 минут. Многочисленные опыты показали, что результаты измерений не зависят от лица, растирающего торф. Колебания структуры при этом незначительны и не влияют существенно на результаты измерений.

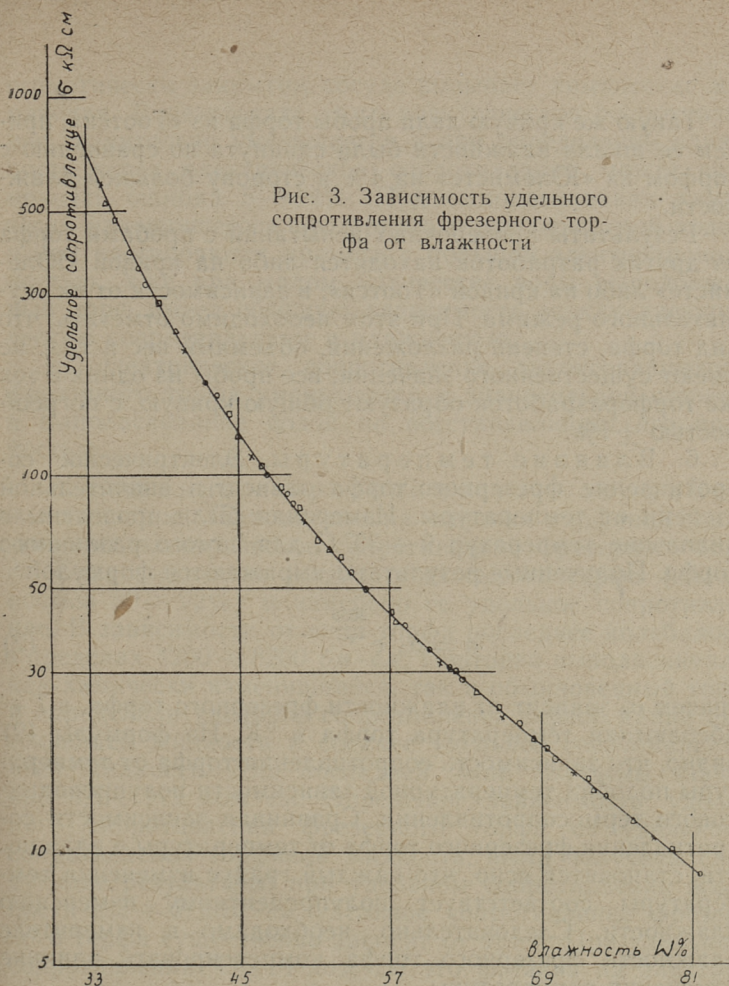
Применяя приемы, изложенные в пунктах 1 ÷ 4, при одном и том же виде фрезерного торфа были получены такие воспроизводимые пробы, что по их сопротивлению (при измерении переменным током) можно определить влажность фрезерного торфа с точностью $\pm 0,2\%$.

5. Зависимость между электрическим сопротивлением и влажностью. Для выявления этой зависимости было взято большое количество проб торфа:

а) из карьера «Юлемисте», начиная с поверхности и до глубины 4-х метров. Эти пробы весьма разнообразны по составу — от белых мхов до черной смолистой массы, с объемным весом фрезерного торфа γ_0 (при толщине слоя равной нулю) $42 \div 210 \text{ кг/см}^2$ и зольностью $0,91 \div 3,95\%$. В карьере «Юлемисте» торф производят кусками и там отсутствует система осушительных канав.

б) с фрезерных полей торфо-брикетного предприятия «Тоотси», с площади $3 \times 5 \text{ км}^2$ в 31 точке. Объемный вес фрезерного торфа колебался в пределах от 127 до 208 кг/м^3 , зольность от 3,61 до 8,13%. Фрезерные поля покрыты густой сетью осушительных канав и уровень грунтовых вод равен примерно 1,5 м.

Пробы были изготовлены вышеописанным способом в течение двух минут. Сопротивление было измерено переменным током и приведено к удельному сопротивлению. Зависимость удельного сопротивления фрезерного торфа из карьера «Юлемисте» от его влажности представлена



на рис. 3, где видно, что сопротивление в большой степени зависит от влажности. Эту зависимость можно с достаточной точностью выразить формулой:

$$\sigma = 1620e^{-6,42W} + 1,03 \cdot 10^6 e^{-23,1W} \text{ [ком-см]}, \quad (1)$$

где σ — удельное сопротивление пробы фрезерного торфа при давлении $0,2 \text{ кг/см}^2$ и при температуре $18,6^\circ\text{C}$;

W — влажность фрезерного торфа в диапазоне $0,32 \div 0,82$ (т. е. $32 \div 82\%$) в пересчете на сырой вес.

Такую же кривую дали пробы торфа из «Тоотси», причем ее шкала влажности была сдвинута по сравнению с торфом из «Юлемисте» на 4% в сторону большей влажности.

Результаты проверочных испытаний с пробами торфа из других разработок находятся либо на кривой «Юлемисте» либо на кривой «Тоотси», в зависимости от их осушительного режима. При этом необходимо отметить, что вид торфа, степень разложения, объемный вес и т. д. не имеют существенного значения; все пробы из одних и тех же торфоразработок образуют общую кривую, с погрешностью $\pm 1\%$.

6. Влияние температуры. Электрическое сопротивление фрезерного торфа зависит в значительной степени от температуры. Измерения были проведены в диапазоне температур $9 \div 33^\circ \text{C}$ для самого различного торфа. Полученные результаты выражаются формулой

$$\sigma = \sigma_0 e^{\frac{3050}{T}}, \quad (2)$$

причем σ_0 зависит от влажности фрезерного торфа, а T — абсолютная температура торфа в $^\circ \text{K}$. Из формулы (2) видно, что зависимость сопротивления торфа от температуры подобна температурной зависимости полупроводникового термосопротивления. Сравнивая зависимости сопротивления фрезерного торфа от температуры и влажности, становится ясно, что каждый градус изменения температуры соответствует полупроцентному изменению влажности. Следовательно, необходимо в измерителе влажности фрезерного торфа компенсировать влияние изменения температуры.

7. Влияние хранения. В торфяной промышленности фрезерный торф хранят в непокрытых штабелях, где он подвергается влиянию погоды. Для выявления влияния хранения на электрическое сопротивление фрезерного торфа был проведен ряд различных опытов и получены следующие результаты.

а) Высушивание фрезерного торфа до влажности 35% с последующим добавлением дождевой воды до влажности 70% не изменяет заметным образом зависимости между электрическим сопротивлением фрезерного торфа и его влажностью.

б) Длительное хранение сырого фрезерного торфа в

герметически закрытом сосуде вызывает химические изменения. В результате этого электрическое сопротивление значительно уменьшается и при определении влажности через электрическое сопротивление может возникнуть ошибка $5 \div 14\%$. При выполаскивании химически изменившегося фрезерного торфа дождевой водой в нем растворяются примеси с большой электропроводностью. Уже при малом количестве воды вылощенный торф имеет обычную зависимость между электрическим сопротивлением и влажностью.

в) Электрическое сопротивление закоксованного фрезерного торфа уменьшается в значительной степени и вылощение водой не восстанавливает его полностью.

8. Влияние проводимости торфяной жидкости. Для выявления влияния торфяной жидкости на электрическое сопротивление фрезерного торфа была выдавлена жидкость из сырого торфа (влажностью $89 \div 92\%$) и измерено ее удельное сопротивление. В зависимости от вида торфа последнее колебалось в пределах $4200 \div 8200 \text{ ом} \cdot \text{см}$. Повторно вылощивали как химически изменившийся, так и обыкновенный торф и определили удельное сопротивление первой капли вытекающей жидкости и среднее удельное сопротивление всей жидкости. Для последней были получены значения $0,3 \div 112 \text{ ком} \cdot \text{см}$. Определяя зависимость удельного сопротивления фрезерного торфа от удельного сопротивления торфяной жидкости, были получены следующие результаты: при удельном сопротивлении жидкости $0,3 \div 4 \text{ ком} \cdot \text{см}$ удельное сопротивление фрезерного торфа существенно зависит от этого. При удельном сопротивлении $4 \div 14 \text{ ком} \cdot \text{см}$ это влияние на электрическое сопротивление фрезерного торфа незначительно. При удельном сопротивлении жидкости более $14 \text{ ком} \cdot \text{см}$ зависимость между сопротивлением и влажностью фрезерного торфа от этого больше не зависит.

9. Механизм электропроводности фрезерного торфа. Критически проработав разнообразный фактический материал, автор пришел к следующему выводу: фрезерный торф проводит электричество не через жидкий электролит, а вся проба представляет собою твердую полупроводящую массу, удельное сопротивление которой зависит в основном от содержания

влаги в торфе. В результате разливов и дождей происходит интенсивный диффузионный процесс, охватывающий все торфоболото; это приводит к выравниванию концентрации находящихся в торфе растворимых веществ. Весь торф-сырец имеет приблизительно одинаковое электрическое сопротивление, не зависящее от вида торфа, степени его разложения и т. д.

Вид торфа, степень разложения и т. д. влияют в известной мере на пробу и в месте с тем на сопротивление последней. Это и есть главные причины, приводящие в худшем случае к погрешности измерения влажности $\pm 1,5\%$. Средняя квадратичная ошибка многих проб составляет $0,8\%$.

II. Электрический влагомер фрезерного торфа

Применение измерительной установки переменного тока для портативного электрического влагомера фрезерного торфа затруднено. Использованию же постоянного тока при измерении мешает возникающая от измерительного тока поляризационная э.д.с. Влияние последней тем сильнее, чем больше плотность измерительного тока и чем меньше напряжение.

Влияние поляризационной э.д.с. проявляется в том, что при сыром фрезерном торфе стрелка измерительного прибора показывает постепенно уменьшающиеся значения. Применяя в качестве материала одного из электродов хром, а другого — никель, образуется гальванический элемент, электролитом в котором служит торф. Пропуская ток через измерительную пробу в направлении хром—торф—никель можно уравновесить поляризационную э.д.с. с э.д.с. элемента и измерительный ток больше не меняется во времени.

Измерительная проба образуется давлением пружины в электроде-сосуде (рис. 4), внутренняя поверхность которого хромирована, а электрод-штемпель никелирован. Благодаря покрытию хромом достигается малый коэффициент трения и однородность измерительной пробы уже при давлении $0,2 \text{ кг/см}^2$.

Проба фрезерного торфа берется в фанерный ящик размерами $20 \times 20 \times 25 \text{ см}$ (рис. 6), в котором происходит и растирание пробы руками. Электрод-сосуд заполняется фрезерным торфом путем засыпания через край того же ящика. После засыпания электрода-сосуда удаляется

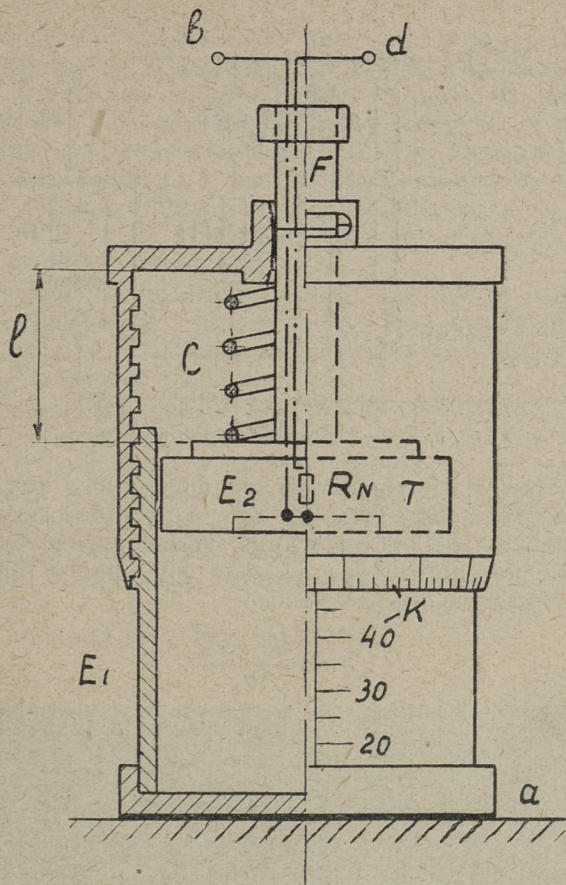


Рис. 4. Электроды с пружиной, обеспечивающей постоянное давление

излишек и накладывается на него крышка вместе со штемпелем *T*. Поворачивая крышку сосуда, как гайку, штемпель через пружину *C* нажимает на фрезерный торф. На стержень штемпеля *F* нанесена риска. Когда эта риска совпадает с риской на крышке, пружина имеет некоторую определенную длину *l* и фрезерный торф находится под давлением $0,2 \text{ кг/см}^2$. Уровень торфа в электроде-сосуде указывает микрометрическая шкала *K* на сосуде и ее крышке, по показанию которой можно определить объемный вес фрезерного торфа.

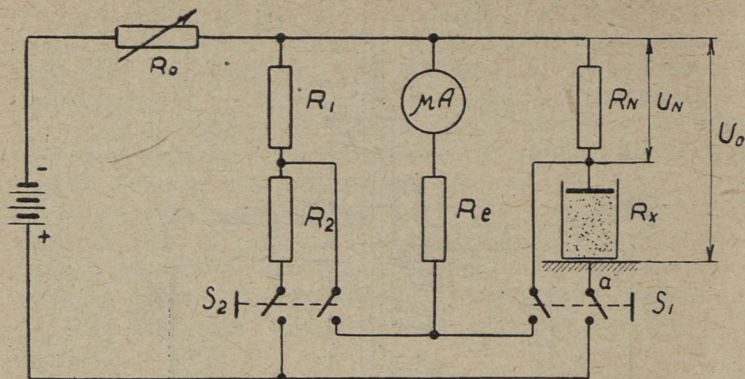


Рис. 5. Схема портативного влагомера

Электрическое сопротивление фрезерного торфа измеряется согласно схеме на рис. 5, которая позволяет легко производить компенсацию температуры. Отношение электрического сопротивления фрезерного торфа R_x к сопротивлению R_N следующее:

$$\frac{R_x}{R_N} = \frac{U_0 - U_N}{U_N}$$

Желая получить единое выражение для влажности фрезерного торфа через U_N независимо от температуры торфа, отношение R_x/R_N не должно зависеть от температуры. Это достигается путем применения в качестве R_N полупроводникового термосопротивления, из которых подходящим оказывается ТОС-М. Для достижения необходимого номинального значения целесообразно соединить два таких сопротивления параллельно. Таблеточным термосопротивления ТОС-М припаиваются непосредственно к внутренней стенке электрода-штемпеля, и они быстро приобретают температуру фрезерного торфа.

Сопротивление фрезерного торфа определяется по напряжению U_N , измеряемому вольтметром, состоящим из микроамперметра (с максимальным отклонением 100 мкА) и добавочного сопротивления R_e . Спустя две минуты после установления постоянства давления замыкается выключатель S_1 и производится отсчет по микроамперметру.

В качестве питательной батареи применяются две соединенные последовательно батарейки карманного фонаря, внутреннее сопротивление которых со временем изменяется. Для устранения этого влияния пользуются регулируемым сопротивлением R_0 . При подготовке измерительного прибора к работе переключателей S_2 включается ветвь эталонных сопротивлений R_1 и R_2 и регулируется R_0 , пока прибор не покажет некоторое заданное отклонение.

Батареи нагружаются только на время измерений током в несколько миллиампер. Срок их службы очень велик, и обычно батареи портятся из-за высыхания после 6—8 месячной эксплуатации.

Подходящим диаметром электрода-сосуда для фрезерного торфа является $50 \div 60$ мм, причем нижний конец сосуда больше приблизительно на 0,5 мм. Диаметр электрода-штемпеля составляет примерно половину от диаметра сосуда, т. е. $25 \div 30$ мм. Целесообразно выбрать $R_1 = R_2 = 2000$ ом, $R_0 = 500$ ом и $R_N = 2000 \div 2500$ ом. Величина R_e зависит от R_N и размеров электрода-сосуда, и она определяется опытным путем (практически порядка $10 \div 30$ ком).

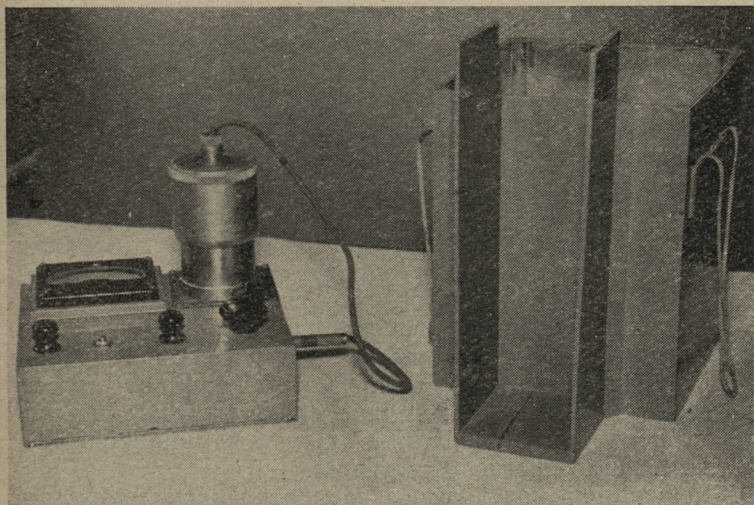


Рис. 6. Портативный прибор и ящик для приготовления проб

Градуировка прибора производится опытным путем на фрезерный торф данного карьера. Градуирование может быть произведено и по кривой удельного сопротивления — влажности фрезерного торфа. При этом нужно учитывать коэффициент электрода-сосуда, а также то, что при измерениях на постоянном токе сырой торф дает меньшие значения сопротивления, чем при измерениях на переменном токе.

Фото одного из приборов портативного типа представлено на рис. 6. Общий вес прибора — около 3 кг. Время (2 минуты) на фрезерных полях целесообразно определять по песочным часам.

По вышеизложенному принципу можно измерять влажность фрезерного торфа и автоматически. В зависимости от времени, потребного для образования однородной пробы, измерения могут производиться лишь по циклам. Разработана схема автоматического измерения, причем пробы фрезерного торфа берутся постоянно, а их измерения и регистрация результатов производятся по циклам [2].

Выводы

1. Влажность фрезерного торфа целесообразно выражать через его электрическое сопротивление. При изготовлении репродуцируемой измерительной пробы существенными факторами являются: форма электродов, приложенное при измерении давление, время образования пробы и предварительная обработка фрезерного торфа.
2. Электрическое удельное сопротивление фрезерного торфа экспоненциально зависит от его влажности. Однако существенно не зависит от сорта, степени разложения и объемного веса торфа, и в случае каждого торфоболота определяется особо.
3. Зависимость электрического удельного сопротивления фрезерного торфа от температуры подобна полупроводниковым термосопротивлениям. Поэтому влияние температуры в влагомере можно элиминировать с помощью термосопротивления.
4. Результаты критической обработки экспериментального материала показывают, что измерительная проба из фрезерного торфа представляет собой твердую

полупроводящую массу, удельное сопротивление которой главным образом зависит от содержащейся в торфе влаги. Вследствие интенсивной диффузии, имеющей место при затоплении торфоболота, торф-сырец каждого болота имеет более-менее одинаковое электрическое удельное сопротивление. Последнее изменяется вместе с осушительным режимом болота.

5. Представлено детальное описание портативного влагомера для фрезерного торфа. Влагомер прошел длительное испытание и характеризуется следующими параметрами: диапазон измеряемой влажности 35—70% (определена исходя из сырого веса); погрешность измерения составляет $\pm 1\%$ влажности; время измерения вместе с подготовкой пробы 4 минуты; питание — 2 последовательно соединенные батарейки карманного фонаря, срок службы которых составляет 6 месяцев; влияние температуры компенсируется автоматически; прибор весит около 3 кг и применим непосредственно на фрезерных полях.

ЛИТЕРАТУРА

1. П. М. Плакк. Измерение влажности фрезерного торфа электрическим путем. Диссертация на соиск. ученой степени канд. техн. наук. Таллинский политехнический институт, 1952 г.
2. П. М. Плакк. Авторское свидетельство № 95376.
3. П. М. Плакк. Авторское свидетельство № 98512.

П. М. Плакк

ЭЛЕКТРОАНЕМОМЕТР С ДАТЧИКОМ-ТЕРМИСТОРОМ

При измерении сверхмалых скоростей воздуха при помощи анемометра с датчиком-термистором необходимо нагревать датчик стабилизированным током. С точки зрения инертности измерения в качестве датчика подходит термистор типа КМТ-11. При минимальном номинальном значении 100 ком производимых в настоящее время КМТ-11 окажется достаточным ток накала 1,5 ма. Используя для измерения скорости воздуха схему анемометра, приведенную в [1], максимальное отклонение прибора измеряющего ток моста должно быть около 10 мка.

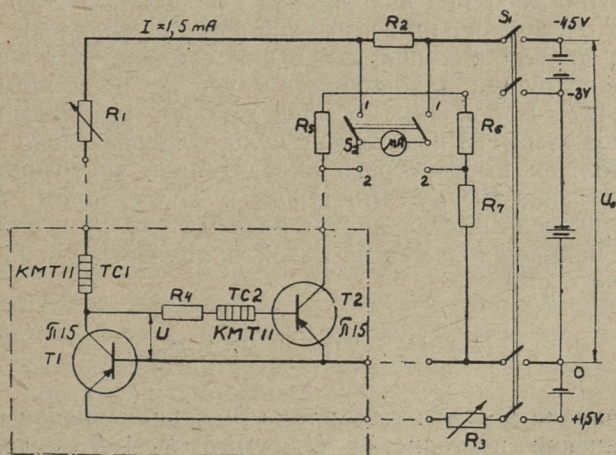


Рис. 1. Схема электроанемометра.

Такой прибор является чувствительным к механическим воздействиям, дорогим и не подходит для установки, применяемой на практике. Была разработана схема для стабилизации тока питания датчика-термистора и измерения мостового тока при помощи полупроводниковых триодов (рис. 1). Затем был изготовлен анемометр для измерения скорости воздуха в пределах 0—0,1 м/сек (рис. 2), который работал безукоризненно.

Схема, изображенная на рис. 1, работает по принципу, представленному в [1]. Часть схемы, показанная толстой линией, является цепью накала датчика-термистора ТС-1. В схеме с общей базой полупроводниковый триод Т1 обеспечивает стабильность тока накала датчика независимо от его сопротивления. Силу тока накала регулируют сопротивлением R_3 , находящимся в цепи эмиттера триода Т1 и измеряют микроамперметром, когда выключатель S_2 находится в позиции 1. Дорегулировка тока накала необходима только при значительном изменении температуры воздуха, что в некоторой степени влияет и на параметры триода Т1. Изменение напряжения на датчике, в зависимости от скорости воздуха, измеряется с помощью мостовой схемы, состоящей из полупроводникового триода Т2 и сопротивлений $R_5 \div R_7$. Степень неуравновешенности моста измеряет микроамперметр (с максимальным отклонением 100 мкА) при нахождении выключателя S_2 в позиции 2. Полупроводниковым триодом Т2 управляют через базу, причем влияние изменения температуры воздуха компенсируется находящимся в той же цепи термистором ТС2. В покоем воздухе мост уравновешен и микроамперметр показывает нуль. Следовательно триод Т2 должен иметь строго определенное внутреннее сопротивление между эмиттером и коллектором, что в свою очередь обуславливает базовый ток Т2 и постоянство напряжения между базой и коллектором Т1. Согласно схеме

$$U = U_0 - I(R_2 + R_1 + R_{ТС1}).$$

Ток накала датчика-термистора I стабилизирован и для сохранения постоянства U сумма $R_1 + R_{ТС1}$ должна иметь неизменное заданное значение. При изменении температуры воздуха изменится и сопротивление датчика

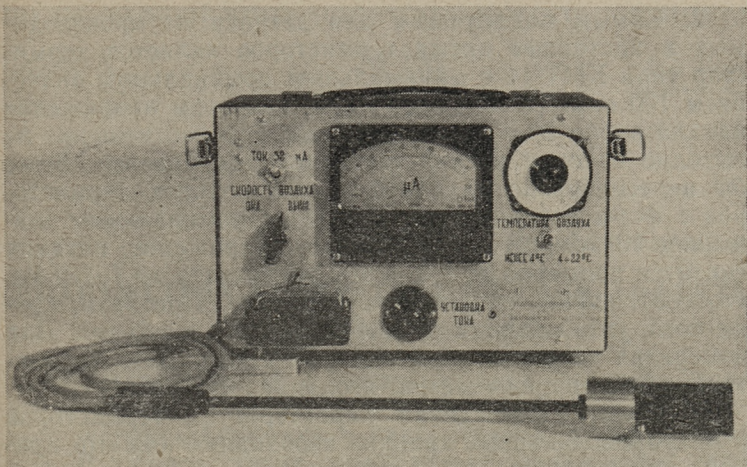


Рис. 2. Общий вид электроанемометра

R_{TC1} . В соответствии с этим при установке нуля необходимо регулировать значение сопротивления R_1 . Так как равновесие моста (при скорости воздуха равной нулю) зависит только от температуры воздуха, возможно снабжать реостат температурной шкалой и производить установку нуля по температуре воздуха. По этой схеме оба полупроводниковых триода сохраняют свой нормальный режим на все время работы. Указанная схема обеспечивает нормальный режим работы обоих полупроводниковых триодов, независимо от температуры окружающего воздуха. Для обеспечения необходимой точности измерения все элементы схемы, зависящие от температуры, смонтированы в общий с датчиком блок (на схеме ограниченный пунктиром), который помещают в измеряемый поток воздуха и имеет его температуру.

Исходя из полученных в ходе испытаний анемометра данных, можно сделать следующие выводы.

1. Схема работает с большой стабильностью и подходит для измерения малых скоростей воздуха и воды. Целесообразно построить анемометр с двумя пределами измерения $0-0,2$ м/сек и $0,2-2$ м/сек. Для этого необходимо переключить сопротивления R_4 и $TC2$, компенсирующие изменения температуры, и изменить значение тока накала при помощи R_3 .

2. Самым подходящим для датчика из производимых в настоящее время термисторов является термистор типа КМТ-11 с минимальным номинальным значением 100 *ком*. Необходимо иметь при этом напряжение накала около 50 *в* и ток — 1,5 *ма*. Это соотношение не выгодно с точки зрения использования батареи. Было бы целесообразно наладить и производство термисторов с формой термистора КМТ-11 с номинальным значением 10 *ком*. В таком случае напряжение питания снизится примерно до 9 *в*, а ток увеличится до 7—10 *ма*, это соотношение значительно выгоднее. При этом, кроме того, уменьшаются размеры прибора и его вес. Для измерения скорости воды надо бы производить термисторы с водонепроницаемой изоляцией типа ММТ-1.

3. Ввиду расхождения характеристик термисторов и полупроводниковых триодов необходимо каждый прибор приспособить и отградуировать индивидуально. Стоимость прибора состоит, учитывая низкую стоимость его отдельных элементов, в основном из расходов на рабочую силу. При целесообразно поставленных измерениях и регулировке затрата рабочей силы на каждый прибор в отдельности не велика, чем оправдалось бы их массовое производство.

Выводы

В статье рассматривается схема электроанемометра большой стабильности, существенными элементами которого являются полупроводниковые триоды. Также предлагаются подходящие параметры для датчиков-термисторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Плакк П. М. Приборы для измерения малых скоростей воздуха и воды с датчиком-термистором. «Приборостроение» № 3, 1959, стр. 26.

В. Р. Хейнрихсен

О ПАРАМЕТРАХ КВАДРАТОРА НА БАЗЕ ЭФФЕКТА ХОЛЛА

В измерительной и вычислительной технике часто возникает необходимость в применении функционального четырехполюсника с квадратичной характеристикой. В существующих квадраторах используют либо комбинированное соединение типовых нелинейных и линейных элементов [1], либо применяется кусочно-линейная аппроксимация квадратичной функции при помощи диодов [2].

Для квадраторов указанных типов характерна невысокая точность, особенно в начале характеристики. Квадраторы, использующие диоды, требуют, кроме того, еще стабилизированного опорного напряжения. Повышение точности может быть осуществлено путем усложнения схемы и индивидуальной подгонки.

Квадраторы на базе эффекта Холла [3], [4], имеющие строгую квадратичную зависимость, свободны от указанных недостатков.

Принцип квадратора заключается в следующем: если магнитная индукция B через датчик вдоль оси z (рис. 1) и падение напряжения вдоль оси x создаются одним и тем же током и между магнитной индукцией и входным током $I_{вх}$ существует линейная связь, то в результате воздействия взаимно перпендикулярного электрического и магнитного поля на датчик Холла, возникает по оси y э.д.с., которая пропорциональна квадрату тока.

$$E_y = \frac{cR_H I_{вх}^2 \varphi(\kappa)}{d}, \quad (1)$$

где c — коэффициент пропорциональности между индукцией B и током $I_{вх}$;

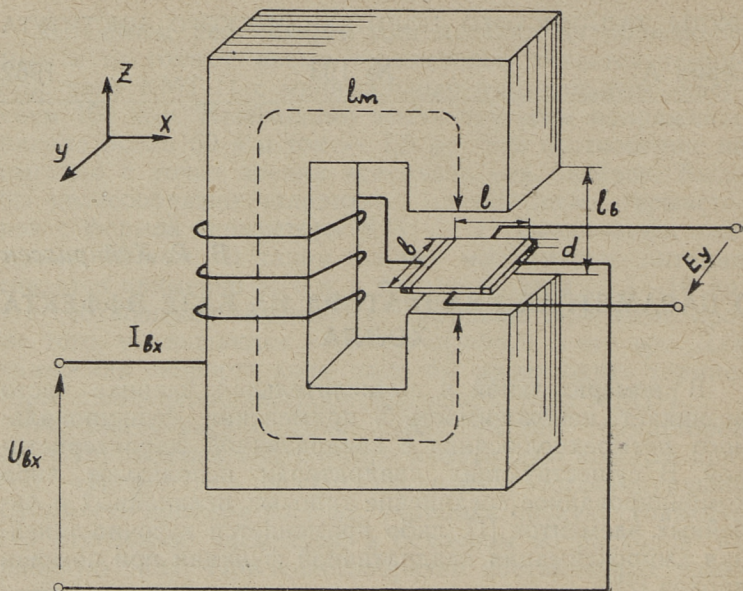


Рис. 1

- R_n — постоянная Холла;
 d — толщина датчика;
 κ — коэффициент формы, определяемой отношением длины датчика l к ширине b ;
 $\varphi(\kappa)$ — функция, учитывающая конечные размеры датчика [5], [7], (рис. 3).

Коэффициент пропорциональности s в выражении (1) определяется отношением магнитной индукции в зазоре к току датчика. Для каждой конкретной магнитной системы существует определенное максимально допустимое значение индукции $B_{\text{мах}}$, которое создается максимальным током датчика $I_{\text{мах}}$. При определении максимально-допустимой индукции решающим является существование постоянства коэффициента s в данном диапазоне индукции.

Учитывая изложенное и выражая максимальный ток датчика через сопротивление датчика между токовыми электродами r_T и допустимую мощность датчика $P_{\text{доп}}$, коэффициент пропорциональности

$$c = B_{\text{max}} \sqrt{\frac{r_{\tau}}{P_{\text{доп}}}}. \quad (2)$$

Рабочий диапазон частот квадратора может меняться от постоянного тока до максимальной рабочей частоты ω_{max} . Относительно источника сигнала имеет на рис. 1 изображенный квадратор индуктивного характера входное сопротивление и для обеспечения частотной независимости входного тока, при питании квадратора от источника напряжения, необходимо применять корректирующие устройства. Корректирующие устройства должны иметь комплексное сопротивление $z_{\text{к}}$ емкостного характера. Простейшим видом корректирующей цепи является например цепь, состоящая из параллельного соединения сопротивления $r_{\text{к}}$ и емкости $C_{\text{к}}$.

В рабочем диапазоне частот, где обеспечивается независимость тока от частоты, входное сопротивление квадратора $r_{\text{вх}}$ должно следовательно быть активным и состоит из сопротивления датчика r_{τ} , сопротивления обмотки r_{L} и активного сопротивления цепи коррекции $r_{\text{к}}$

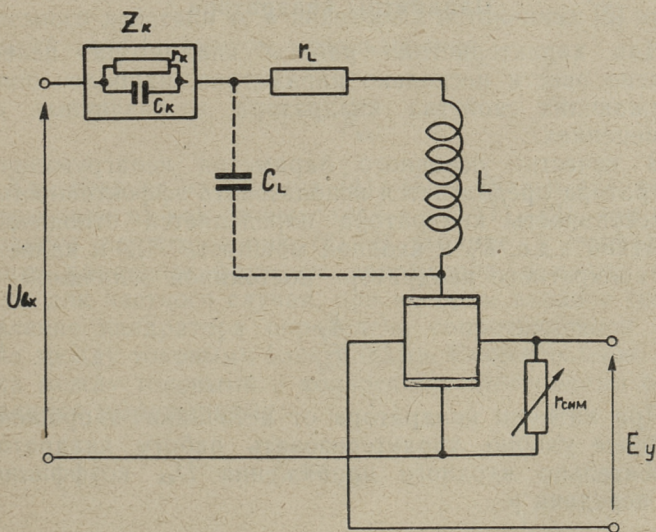


Рис. 2

$$r_{\text{вх}} = r_{\text{т}} + r_{\text{L}} + r_{\text{к}}. \quad (3)$$

Пренебрегая в первом приближении индуктивностями рассеяния и собственной емкостью катушки, а также не учитывая потери, можно квадратор представить в виде четырехполюсника, изображенного на рис. 2.

При питании квадратора от источника тока, а также в режиме постоянного тока корректирующие элементы исключаются из общей схемы. В качестве источника тока может быть использован усилитель с отрицательной обратной связью по току.

Таким образом, в зависимости от режима работы и от вида источников сигнала необходимо различать два частных случая применения квадратора:

- а) входное сопротивление квадратора определяется в основном сопротивлением датчика между токовыми электродами;
- б) входное сопротивление квадратора определяется в основном сопротивлением корректирующей цепочки, которое определяется максимальной рабочей частотой.

Параметры квадратора

Для характеристики работы квадратора целесообразно ввести несколько параметров, наиболее полно отражающих свойства квадратора в различных его применениях.

В качестве основного параметра ненагруженного квадратора предлагается использовать эффективность ξ . Эффективность квадратора определяется отношением выходной э.д.с. E_y к входной мощности $P_{\text{вх}}$ и является для конкретного квадратора постоянной величиной

$$\xi = \frac{E_y}{P_{\text{вх}}}. \quad (4)$$

При питании квадратора от источника напряжения наиболее удобно характеризовать работу квадратора относительно входного напряжения $U_{\text{вх}}$ коэффициентом передачи μ

$$\mu = \frac{E_y}{U_{\text{вх}}^2}. \quad (5)$$

Если питание квадратора осуществляется от источника тока, то удобным параметром является чувствительность

$$\gamma = \frac{E_y}{I_{\text{ВХ}}^2}. \quad (6)$$

Между параметрами ненагруженного квадратора существует взаимосвязь

$$\mu = \frac{\xi}{r_{\text{ВХ}}} \quad (5a)$$

и

$$\gamma = \xi r_{\text{ВХ}}. \quad (6a)$$

Следовательно, при соблюдении постоянства входного сопротивления все параметры ненагруженного квадратора не зависят от значения тока или напряжения, при котором происходит определение параметра, что упрощает анализ.

Для нагруженного квадратора основным показателем является выходная мощность $P_{\text{ВЫХ}}$ и, следовательно, наиболее полную характеристику дает коэффициент полезного действия η , в некоторых источниках [5] называемый коэффициентом использования

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}. \quad (7)$$

Как следует из формул (4), (5a), (6a) и (7), параметры зависят как от выходной э.д.с. (1), (2), так и от входного сопротивления (3). В таблице 1 приведены общие расчетные формулы параметров, а также формулы для частного случая, при котором входное сопротивление квадратора определено сопротивлением датчика между токовыми электродами. Сопротивление датчика между токовыми и холловскими электродами определяются выражениями:

$$r_{\text{т}} = \frac{\kappa}{\sigma d} \quad (8)$$

и

$$r_{\text{х}} = \frac{m}{\sigma d \kappa}. \quad (9)$$

| Параметр | Общая формула | Частный случай $r_{\text{вх}} = r_{\text{г}}$ | Обозначение |
|--|--|--|--|
| Эффективность $\xi = \frac{E_y}{P_{\text{вх}}}$ | $\frac{R_{\text{н}} \varphi(\kappa) \kappa^{1/2} B_{\text{max}}}{d^{3/2} \sigma^{1/2} r_{\text{вх}} P_{\text{доп}}^{1/2}}$ | $\frac{R_{\text{н}} \sigma^{1/2} \varphi(\kappa) B_{\text{max}}}{d^{1/2} \kappa^{1/2} P_{\text{доп}}^{1/2}}$ | m — коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления датчика между холлскими электродами при приближении формы контактов к точечным (практ. $m = 2 \div 5$). |
| Коэффициент передачи $\mu = \frac{E_y}{U_{\text{вх}}^2}$ | $\frac{R_{\text{н}} \varphi(\kappa) \kappa^{1/2} B_{\text{max}}}{d^{3/2} \sigma^{1/2} r_{\text{вх}}^2 P_{\text{доп}}^{1/2}}$ | $\frac{R_{\text{н}}^{3/2} d^{1/2} \varphi(\kappa) B_{\text{max}}}{\kappa^{3/2} P_{\text{доп}}^{1/2}}$ | λ — коэффициент нагрузки, определяемый отношением r_x к сопротивлению нагрузки $r_{\text{н}}$ |
| Чувствительность $\nu = \frac{E_y}{I_{\text{вх}}^2}$ | $\frac{R_{\text{н}} \varphi(\kappa) \kappa^{1/2} B_{\text{max}}}{d^{3/2} \sigma^{1/2} P_{\text{доп}}^{1/2}}$ | — | $\left(\lambda = \frac{r_x}{r_{\text{н}}} \right)$, |
| Коэффициент полезного действия $\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}$ | $\frac{R_{\text{н}}^2 \sigma^2 \varphi^2(\kappa) \kappa^2 B_{\text{max}}^2 r_{\text{н}}}{r_{\text{вх}} m^2 (1 + \lambda)^2}$ | $\frac{R_{\text{н}}^2 \sigma^3 d \varphi^2(\kappa) \kappa B_{\text{max}}^2 r_{\text{н}}}{m^2 (1 + \lambda)^2}$ | σ — удельная проводимость материала датчика. |

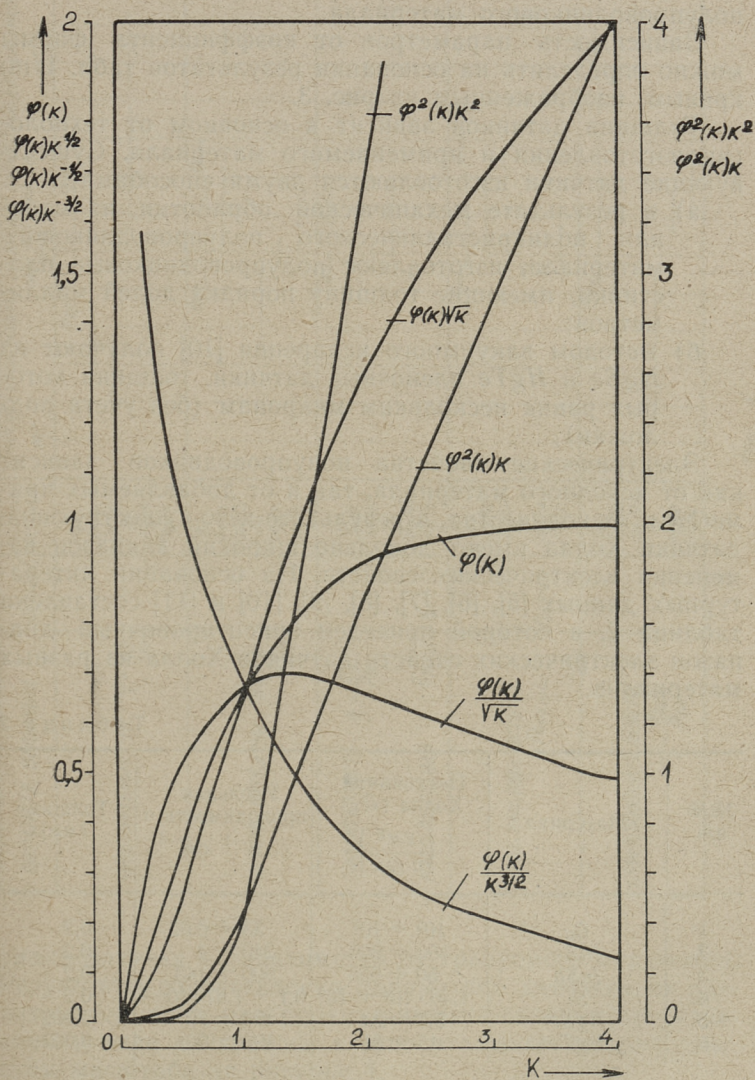


Рис. 3

Анализ полученных результатов показывает, что параметры квадратора зависят как от коэффициента формы и толщины датчика, так и от электрических свойств полупроводникового материала.

Зависимость параметров от коэффициента формы можно определить на основании результатов табл. 1 по кривым, изображенным на рис. 3.

Толщина датчиков зависит в основном от технологии изготовления и применяемого материала. Существующие датчики изготавливаются двумя способами:

- а) в результате механической обработки, из моноили поликристаллического полупроводникового материала, изготавливают полупроводниковые пластинки, имеющие толщину порядка долей миллиметров;
- б) методом вакуумного испарения [10] получают из *HgSe* и *HgTe* пленочные датчики, толщина которых равна нескольким микронам (без учета подложки).

Электрические свойства полупроводников зависят как от исходного материала, так и от добавляемых примесей и их количества, в результате чего существующие датчики Холла имеют довольно широкий диапазон изменения электрических свойств. На основании литературных данных [5], [6], [7], [8], [9], [10] и [11] составлена таблица 2, в которой приведен ориентировочный диапазон электрических свойств датчиков Холла из разных материалов.

Таблица 2

| № № п/п | Материал | Постоянная Холла (R_H) $\left(\frac{\text{см}^3}{\text{а сек}}\right)$ | Удельная проводимость σ $(\text{ом}^{-1} \text{ см}^{-1})$ | Толщина (мм) |
|------------|-------------|--|---|-----------------|
| 1 | <i>Ge</i> | $10^3 \div 10^5$ | $33 \div 0,02$ | 0,2 |
| 2 | <i>InAs</i> | $100 \div 900$ | $240 \div 4$ | 0,2 |
| 3 | <i>InSb</i> | $50 \div 600$ | $900 \div 143$ | 0,2 |
| 4 | <i>Si</i> | $1,46 \cdot 10^4 \div 10^8$ | $0,1 \div 1,57 \cdot 10^{-5}$ | 0,2 |
| 5 | <i>HgSe</i> | $5,3 \div 24$ | $400 \div 70$ | 0,002 |
| 6 | <i>HgTe</i> | $15 \div 31$ | $490 \div 90$ | 0,002 |

Используя данные табл. 2 совместно с результатами табл. 1 можно произвести рациональный выбор мате-

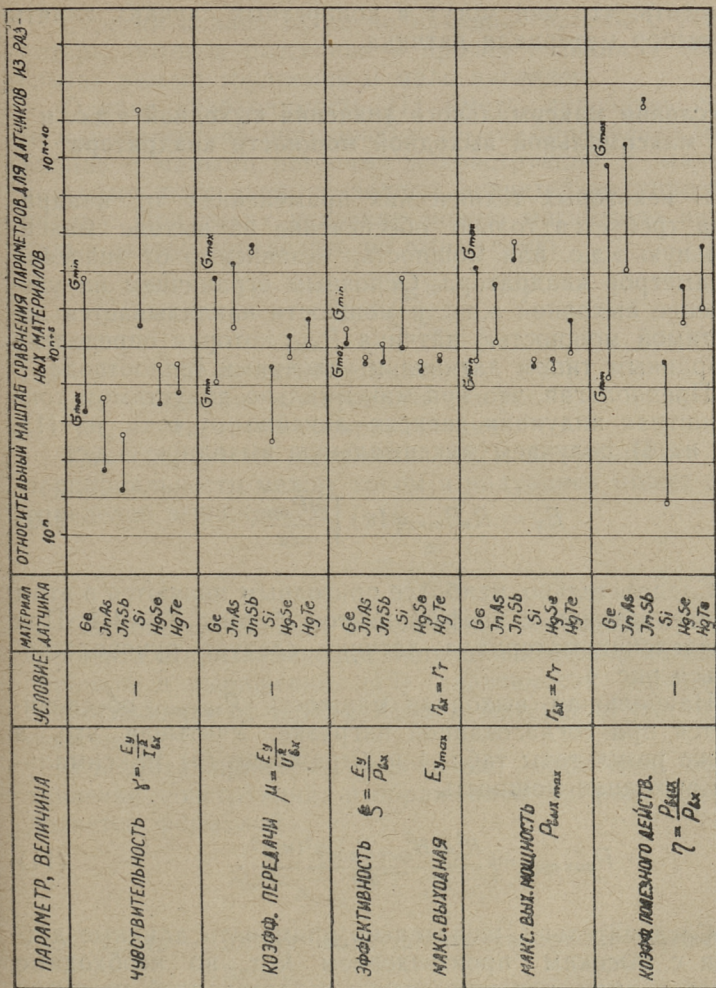


Рис. 4

риала датчика в зависимости от требуемого параметра. Результаты сопоставления параметров датчиков из разных материалов, при прочих равных условиях представлены в виде диаграммы в относительном логарифмическом масштабе на рисунке 4.

Вопросы погрешностей и их зависимость от материала в данной работе не рассматриваются, но следует

отметить, что они могут в конкретных случаях влиять на выбор материала датчика.

Условия максимального значения выходной э.д.с. и максимальной выходной мощности квадратора

В некоторых технических применениях от квадратора требуется только обеспечение на выходе максимальную э.д.с. или мощность, независимо от значений параметров квадратора. Основным ограничением на увеличение выходной э.д.с. и мощности накладывается допустимой мощностью датчика $P_{\text{доп}}$, которая определена выбранным типом датчика и условиями теплоотвода.

Предполагая, что при максимально допустимом токе магнитная индукция зависит линейно от тока, из (1), (2) и (8) получаем максимальную выходную э.д.с.

$$E_y = R_n B_{\text{max}} \varphi(\kappa) \sqrt{\frac{\sigma P_{\text{доп}}}{d\kappa}}. \quad (10)$$

Следовательно, наиболее пригодным являются в этом случае датчики с коэффициентом формы $K = 1,4$. При определении материала датчика следует руководствоваться рис. 4.

Наибольшая выходная мощность $P_{\text{вых max}}$ обеспечивается при согласованной нагрузке. Учитывая это, а также результаты табл. 1 и выражение (9) максимальная выходная мощность

$$P_{\text{вых max}} = \frac{R_n^2 \sigma^2 B_{\text{max}}^2 P_{\text{доп}} \varphi^2(\kappa) \kappa^2}{4m}. \quad (11)$$

Следовательно, желательно применять длинные датчики с высоким произведением $R_n \sigma$, но необходимо иметь в виду, что применение согласованной нагрузки может привести к дополнительным погрешностям [5], [11].

Магнитная система квадратора

Реальная магнитная цепь квадратора содержит участок из ферромагнитного материала и воздушный зазор для датчика.

Строгий анализ такой нелинейной системы с учетом потерь, потоков рассеяния и прочих величин в общем случае весьма трудоемок и мало нагляден.

Однако необходимость (1) иметь линейную связь между магнитной индукцией и током, применение материалов с малыми потерями и конструкций с малыми потоками рассеяния позволяют значительно упростить анализ. При таких условиях можно магнитную индукцию в зазоре определить по выражению

$$B = \frac{I_{\text{вх}} \omega}{S_{\text{в}} R_{\text{м}}}, \quad (12)$$

где ω — число витков обмотки;

$S_{\text{в}}$ — сечение воздушного зазора;

$R_{\text{м}}$ — магнитное сопротивление.

Как следует из выражения (12), коэффициент пропорциональности между током и индукцией может быть определен выражением

$$c = \frac{\omega}{S_{\text{в}} R_{\text{м}}}. \quad (13)$$

Следовательно, для обеспечения постоянства коэффициента c при изменении индукции необходимо анализировать в выражении (13) зависимость магнитного сопротивления от конструкции и материала магнитной системы.

Учитывая принятые упрощения, магнитное сопротивление конструкций, изображенной на рис. 1, определяется формулой

$$R_{\text{м}} = \frac{l_{\text{в}}}{\mu_0 S_{\text{в}}} \left(1 + \frac{l_{\text{м}}}{\mu(B) l_{\text{в}}} \right), \quad (14)$$

где $l_{\text{в}}$, $l_{\text{м}}$ — длина воздушного зазора и магнитной цепи;

μ_0 — магнитная проницаемость вакуума;

$\mu(B)$ — относительная магнитная проницаемость ферромагнитного материала.

В выражении (14) предполагается, что сечение воздушного зазора $S_{\text{в}}$ и сечение магнитопровода $S_{\text{м}}$ равны. Это справедливо при отсутствии потоков рассеяния и при относительно малой длине воздушного зазора.

Относительная магнитная проницаемость является функцией от магнитной индукции в сердечнике и приво-

дит к нарушению линейности между током и индукцией.

Таким образом, зависимость $\mu(B)$ определяет при заданной погрешности максимальную допустимую индукцию B_{\max} в зазоре, и следовательно влияет на параметры квадратора.

Из формулы (14) следует, что выгодно применять материалы с высокой проницаемостью при малой зависимости ее от индукции. В практике эти требования трудно совместить и целесообразно применять никель-цинковые ферриты с начальной проницаемостью порядка 400—1000 [гс|э]. Применение указанных ферритов уменьшает температурную и частотную зависимость магнитного сопротивления.

В некоторых случаях для обеспечения требуемой точности следует, кроме того, увеличить воздушный зазор, несмотря на то, что при этом уменьшается коэффициент пропорциональности s и, следовательно, ухудшаются параметры квадратора.

Зависимость параметров от максимальной рабочей частоты

Частотный диапазон является важной характеристикой квадратора. Подробный анализ влияния максимальной рабочей частоты на параметры и конструкцию приводится в другой работе автора, публикуемой отдельно.

Согласно результатам исследования, максимальная частота ω_{\max} определяется из выражения

$$\omega_{\max} = \beta \frac{\omega_1}{\kappa_0}, \quad (15)$$

где ω_0 — частота излома асимптотической логарифмической частотной характеристики не скорректированного квадратора

$$\omega_1 = \frac{R_1}{L}; \quad (16)$$

L — индуктивность магнитной системы;

R_1 — входное сопротивление квадратора, за исключением сопротивления, которое входит в корректирующую цепь емкостного характера, обычно

$$R_1 = r_T + r_L; \quad (17)$$

β — коэффициент пропорциональности, зависящий от допустимой частотной погрешности и от выбора корректирующих элементов;
 κ_0 — коэффициент, определяющий степень коррекции

$$\kappa_0 = \frac{R_1}{R_1 + r_k}. \quad (18)$$

Если частотная коррекция осуществляется путем увеличения частоты ω_1 за счет последовательного включения во входную цепь добавочного сопротивления, то при этом $\kappa_0 = 1$ и коэффициент β , для допустимой частотной погрешности в 1%, равен 0,155.

Применяя для частотной коррекции оптимальную корректирующую цепь из параллельного соединения сопротивления и емкости C_k , коэффициент β для допустимой погрешности 1%, равен 0,8.

Оптимальные величины элементов указанной корректирующей цепи определяются для значений $\kappa_0 < 0,1$, по формуле

$$C_k = \frac{0,46 L \kappa_0}{R_1 r_k}. \quad (19)$$

Используя выражения (3), (15), (17) и (18), можно определить зависимость входного сопротивления от требуемой максимальной частоты, и при этом

$$r_{вх} = \frac{(r_T + r_L) \omega_{\max}}{\beta \omega_1}. \quad (3a)$$

Для определения зависимости частоты ω_1 от конструкции магнитной цепи и от типа датчика, рассмотрим в первую очередь зависимость сопротивления обмотки от конструкции магнитной системы.

Сопротивление обмотки может быть определено по выражению

$$r_L = \rho \frac{l_{cp} \omega^2}{\kappa_{Cu} S_o}, \quad (20)$$

где $l_{\text{ср}}$ — средняя длина витка;
 κ_{Cu} — коэффициент заполнения окна чистой медью;
 S_o — площадь окна;
 ρ — удельное сопротивление провода.

Решая совместно (20) и (12), при этом в выражении (12) вместо тока $I_{\text{вх}}$ подставляя максимально допустимый ток датчика $I_{\text{мах}}$, получим

$$r_L = \frac{\rho l_{\text{ср}} S_{\text{в}}^2 B_{\text{мах}}^2 R_{\text{м}}^2}{\kappa_{\text{Cu}} S_o P_{\text{доп}}} r_{\text{г}}. \quad (20a)$$

Применяя стандартные типа СБ или Ш-образные сердечники, сопротивление обмотки обычно составляет несколько процентов от сопротивления датчика, при условии полного заполнения окна, и ее можно не учитывать в практических расчетах.

Для определения индуктивности магнитной цепи используем выражение

$$L = \frac{\omega^2}{R_{\text{м}}}. \quad (21)$$

Или применяя выражение (12), заменив в ней входной ток максимальным током датчика, и выражение (14), получим минимальную индуктивность магнитной системы

$$L_{\text{min}} = \frac{B_{\text{мах}}^2 l_{\text{в}} S_{\text{в}} \left(1 + \frac{l_{\text{м}}}{\mu(B) l_{\text{в}}} \right)}{\mu_o P_{\text{доп}}} r_{\text{г}}. \quad (22)$$

Формулы (20a) и (22) определяют согласно выражению (16) частоту ω_1 ,

$$\omega_1 = \frac{\mu_o P_{\text{доп}}}{B_{\text{мах}}^2 l_{\text{в}} S_{\text{в}} \left(1 + \frac{l_{\text{м}}}{\mu(B) l_{\text{в}}} \right)}. \quad (16a)$$

Как видно из формулы (16a), для увеличения частоты ω_1 необходимо применять более мощные датчики и уменьшить магнитную энергию в воздушном зазоре путем уменьшения размеров зазора и понижением максимальной индукцией. Материал и сопротивление датчика на частоту ω_1 не влияют.

Для определения влияния максимальной рабочей частоты на параметры необходимо в общие формулы табл. 1 подставить значение входного сопротивления, определенное по формулам (3а) и (16а).

Результаты такой замены показывают, что зависимость параметров от материала и коэффициента формы соответствует частному случаю, когда $r_{вх} = r_T$.

Но с другой стороны при этом параметры квадратора улучшаются при увеличении мощности датчиков и при уменьшении максимальной индукции в зазоре. Необходимо отметить, что одновременное уменьшение размеров зазора и максимальной магнитной индукции может привести к росту погрешностей при малых значениях входного тока.

С другой стороны применение катушки с меньшим числом витков упрощает конструкцию и уменьшает собственную емкость катушки C_L , повышая при этом собственную резонансную частоту квадратора, что позволяет конструировать квадраторы, работающие на более высоких частотах.

З а к л ю ч е н и е

В данной работе рассмотрены параметры квадратора, использующего эффект Холла, и определены их зависимость от материала и формы датчика. Также исследованы условия получения максимальной выходной э.д.с. и максимальной выходной мощности.

Выбор исходных данных для конструирования магнитной системы произведен на основании требования получить максимальные значения параметров, при заданной допустимой нелинейности в заданном диапазоне рабочих частот.

При выборе типа датчика и конструкции могут встречаться противоречивые требования, компромиссное решение которых зависит от конкретных условий.

Зависимость параметров квадратора от изменения электрических свойств полупроводникового датчика и прочие виды погрешностей рассматриваются отдельно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Применение полупроводников в приборостроении. Труды конференции. Машгиз, 1958.
2. E. Sonntag. Quadrierstufen mit gestaffelten Dioden. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik. 1960, 69, 6. (217—221).
3. I. M. Ross, E. W. Saker. Applications of Indium Antimonide. Electronics, 1955, 1, (223).
4. В. Н. Богомолов. Некоторые новые типы приборов на полупроводниках. ЖТФ, 1956, 26, (693).
5. В. П. Жузе, А. Р. Регель. Технические применения эффекта Холла. ЛДНТИ, вып. II, 1957, Ленинград.
6. F. Kuhrt, H.-J. Lippmann, K. Wiehl. Über das Frequenzverhalten von Hallgeneratoren. Arch. der Elektr. Übertragung, 1959, Heft 8, (341—347).
7. L. Löfgren. Analog Multiplier based on the Hall Effect. Journ. of Appl. Phys. 1958, 29, (158).
8. Л. Ф. Карамышева, С. М. Самвелян. Исследование датчиков э.д.с. Холла на основе германия. Вестник электропромышленности, 1961, № 4, (61—63).
9. E. Schwaibold. Der Halleffekt und seine technische Anwendung. Arch. für Tech. Messung, Juli 1956, (153—156).
10. О. Д. Елпатевская. Электрические свойства тонких пленок системы из HgSe-HgTe. ЖТФ, 1958, № 12, (2676).
11. G. S. Glinski and J. P. Landolt. Theory and Practics of Hall Effect Multipliers. IRE International Convention Record, Part 2, Audio Electronic Computers, March 1961, (143—163).

Е. А. Пуусеп

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ НА ДИНАМИКУ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1. Введение

Электромагнитные переходные процессы асинхронного двигателя во многих случаях определяют поведение современного автоматизированного электропривода. Проектирование асинхронного электропривода часто связано с весьма громоздкими методами расчета, которые однако нередко основаны на упрощающих допущениях. Большой объем расчетов часто не оправдывается получающейся сравнительно малой точностью результатов. Все это объясняется сложностью процессов, происходящих в асинхронном электроприводе. Поэтому понятна потребность в более подробном изучении переходящих режимов.

В настоящей работе затрагиваются некоторые вопросы переходных процессов асинхронного двигателя.

2. Вопросы динамики электропривода

С точки зрения оптимальной работы автоматизированного электропривода большое значение имеет время разгона, торможения и реверса электропривода, а также величина переходных моментов и токов в этих режимах.

Обычно при рассмотрении вышеуказанных вопросов принимается, что электромагнитные процессы не оказывают существенного влияния на скорость, момент и путь движения электропривода. Однако такое допущение может в случае быстропротекающих автоматизиро-

ванных процессов привести к значительным недооценкам, как, например, к занижению времени разбега и недооценки моментов и токов, возникающих в процессе реверса и включения двигателя. Такие недочеты возникают в особенности тогда, когда постоянная времени механического процесса соизмерима с постоянной времени электромагнитного процесса. Ниже приводятся результаты экспериментальных исследований, проведенных над рядом асинхронных двигателей малой мощности (4 и 5-го габаритов единой серии А). Наряду с этим даются теоретические соображения, касающиеся экспериментальных результатов.

3. Теоретические основы некоторых вопросов динамики электропривода

А. Время разбега и реверса асинхронного двигателя

Длительность разбега и реверса асинхронного электродвигателя рассчитывается обычно исходя из стационарного режима, не учитывая электромагнитных переходных процессов [1, 2, 3, 4].

Вывод формулы происходит исходя из уравнения движения электропривода [5]. Основное уравнение двигателя имеет вид:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (1)$$

где M — вращающий момент двигателя,
 M_c — статический момент сопротивления,
 $J \frac{d\omega}{dt}$ — динамический момент, расходуемый на разгон масс,
 J — момент инерции,
 ω — угловая скорость.

Рассмотрим часто встречающийся случай разбега при холостом ходе, без учета статического момента сопротивления M_c . Тогда уравнение движения примет вид:

$$M = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Преобразуем это уравнение, деля обе стороны на максимальный момент двигателя M_m и вводя синхронную угловую скорость ω_0

$$\frac{M}{M_m} = J \frac{\omega_0}{M_m} \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) = T_k \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) = -T_k \frac{ds}{dt}, \quad (2)$$

где $T_k = J \frac{\omega_0}{M_m}$ — критическая постоянная времени,

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = 1 - \frac{\omega}{\omega_0} \text{ — скольжение.}$$

Установившийся вращающий момент асинхронного двигателя выражается следующей формулой, если считать активное сопротивление обмотки статора $r_s \approx 0$ [6]:

$$M = \frac{u_s^2}{x_s'} \cdot \frac{s a_r' (1 - \sigma)}{a_r'^2 + s^2}, \quad (3)$$

где u_s — напряжение, приложенное к зажимам статора,

x_s' — реактивное входное сопротивление статора при замкнутом накоротко роторе,

a_s', a_r' — коэффициент затухания входной цепи статора или ротора,

σ — коэффициент рассеяния.

После несложных преобразований, учитывая, что $s_k = a_r'$, получим общеизвестную формулу:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}. \quad (4)$$

Таким образом дифференциальное уравнение движения будет иметь вид:

$$-T_k \frac{ds}{dt} = \frac{2}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}}. \quad (5)$$

Из (5) получим:

$$dt = -\frac{T_k}{2} \left(\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k} \right) ds \quad \text{или}$$

$$t = \frac{T_k}{2} \left[\frac{s_1^2 - s_2^2}{2s_k} + s_k \ln \frac{s_1}{s_2} \right], \quad (6)$$

где s_1 — начальное скольжение в момент пуска,
 s_2 — конечное скольжение.

Полученное выражение применяется обычно при расчетах времени пуска, реверса и торможения.

Выведем формулу для времени t , учитывая активное сопротивление обмотки статора r_s . В этом случае момент двигателя выражается [6]:

$$M = \frac{u_s^2}{x_s'} \cdot \frac{s \alpha_r' (1 - \sigma)}{(\alpha_s' \alpha_r' - s)^2 + (s \alpha_s' + \alpha_r')^2}, \quad (7)$$

где α_s, α_r — коэффициенты затухания цепи статора или ротора [6].

После подобных предыдущему преобразований получаем:

$$t = T_k \frac{s_k}{(\alpha_s' \alpha_r' - s_k)^2 + (s_k \alpha_s' + \alpha_r')^2} \left[\alpha_r'^2 (1 + \alpha_s'^2 \sigma^2) \ln \frac{s_1}{s_2} + (1 + \alpha_s'^2) \frac{s_1^2 - s_2^2}{2} + 2 \alpha_s' \alpha_r' (1 - \sigma) (s_1 - s_2) \right]. \quad (8)$$

Сравнивая формулы (6) и (8) приходим к заключению, что учет r_s сильно усложняет выражение. Следует отметить, что учитывая r_s в формуле для времени t , появляется третье слагаемое, содержащее скольжение в первой степени.

Выражая момент инерции J через маховой момент GD^2 и синхронную угловую скорость ω_0 через синхронное число оборотов n_0 , получим для критической постоянной времени выражение:

$$T_k = \frac{GD^2 \cdot 2\pi n_0}{4 M_m \cdot 60 \cdot 9,81} = \frac{GD^2 \cdot n_0}{375 M_m} [\text{сек}]. \quad (9)$$

В дальнейшем будем пользоваться механической постоянной времени:

$$T_a = \frac{J \omega_0}{M_H}, \quad (10)$$

где M_H — номинальный момент двигателя.

Учитывая (9), получаем:

$$T_a = \frac{GD^2 \cdot n_0}{375 M_H} [\text{сек}]. \quad (11)$$

Вышеприведенные постоянные связаны следующим выражением:

$$T_a = T_k \frac{M_m}{M_H}. \quad (12)$$

Расчет по вышеполученным формулам дает для пуска заниженные значения времени t , а для торможения (или реверса) — завышенные. Причиной этого очевидно является неучет электромагнитного переходного процесса. Вывод выражения для времени t с подстановкой выражения переходного момента (см. например [6]) связан со значительными трудностями.

Б. Переходные токи и моменты

При быстропротекающих изменениях режима работы электропривода следует считаться с остаточными полями, действующими в двигателе после его отключения. Это явление может быть оценено по напряжению на зажимах отключенной из сети статорной обмотки [7]. Магнитное поле взаимной индукции не исчезает мгновенно, затухая согласно коэффициенту затухания ротора α_r . Из-за малого значения α_r процесс затухания длится сравнительно долго.

В случае быстропротекающих повторных включений, торможений и реверса двигателя остаточное магнитное поле вызывает появление значительных переходных моментов и токов, опасных с точки зрения эксплуатации электропровода и аппаратуры управления. Поэтому оценка вышеописанных явлений представляет определенный интерес.

Чтобы получить выражение для остаточного напряжения на разомкнутых зажимах статора, исходим из уравнений переходного процесса, используя принцип наложения. Для этого напряжение статора u_{s1} , установившееся при работе двигателя при токе i_s в статоре, складываем

с напряжением на зажимах u_{s2} при токе в статоре — i_s .
Для определения u_{s2} исходим из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{s2} &= -i_s r_s + (p + j) (-i_s x_s + i_r x_m), \\ 0 &= i_r r_r + (p + js) (i_r x_r - i_s x_m), \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

откуда получим:

$$u_{s2} = -u_{s1} + \frac{\alpha_r' [-\alpha_r + j(1-s)] (1-\sigma)}{\alpha_r + js} e^{-(\alpha_r + js)t}. \quad (14)$$

И так остаточное напряжение на зажимах статора u_{s0} :

$$u_{s0} = u_{s1} + u_{s2} = \frac{\alpha_r' [-\alpha_r + j(1-s)] (1-\sigma)}{\alpha_r + js} e^{-(\alpha_r + js)t},$$

или

$$u_{s0} = u_{s1} (1-\sigma) \frac{\alpha_r' [-\alpha_r + j(1-s)]}{\alpha_s' \alpha_r - s + j(s\alpha_s' + \alpha_r')} e^{-(\alpha_r + js)t}. \quad (15)$$

Полученное выражение указывает, что остаточное напряжение u_{s0} на u_{s1} меньше напряжения u_{s1} до отключения и затухает с коэффициентом затухания ротора α_r . Однако величина остаточного напряжения u_{s0} зависит также от скольжения s двигателя во время выбега. Осциллограмма остаточного напряжения может быть использована для определения общего коэффициента рассеяния σ и коэффициента затухания ротора α_r . Это даст возможность легко определить и все остальные параметры схемы замещения асинхронного двигателя [7].

Отключая двигатель на холостом ходу, когда можно считать $s \approx 0$, получим для начального значения остаточного напряжения при $t = 0$:

$$u_{s0} = u_{s1} (1-\sigma) \frac{-\alpha_r + j}{\alpha_s + j}.$$

Абсолютное значение поправочного коэффициента

$$\frac{\sqrt{\alpha_r^2 + 1}}{\sqrt{\alpha_s^2 + 1}} \approx 1,$$

так как $\alpha_r \approx \alpha_s \ll 1$.

Остаточное магнитное поле вызывает при быстро осуществляемом повторном включении двигателя значительные переходные токи и моменты.

Повторное включение происходит при наличии тока i_{r0} в обметке ротора, но при отсутствии тока в статоре ($i_{s0} = 0$). Уравнения переходного процесса в таком случае получаются следующие:

$$\left. \begin{aligned} u_s + x_m i_{r0} &= i_s [r_s + (p + j)x_s] + (p + j)x_m i_r, \\ x_r i_{r0} &= x_m (p + js)i_s + [r_r + (p + js)x_r]i_r. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Выражение для тока статора, полученное в результате решения этих уравнений, может быть приведено к следующему виду:

$$\begin{aligned} i_s &= \left[\frac{u_s}{x'_s} \cdot \frac{\alpha_r + js}{\alpha'_s \alpha_r - s + j(s\alpha'_s + \alpha'_r)} + \frac{i_{r0} x_m}{x'_s} \cdot \frac{\alpha_r - j(1-s)}{\alpha'_s \alpha_r - s + j(s\alpha'_s + \alpha'_r)} \right] + \\ &+ \left[\frac{u_s}{x'_s} \cdot \frac{p_1 + \alpha_r + js}{p_1(p_1 - p_2)} + \frac{i_{r0} x_m}{x'_s} \cdot \frac{\alpha_r - j(1-s)}{p_1(p_1 - p_2)} \right] e^{p_1 t} - \\ &- \left[\frac{u_s}{x'_s} \cdot \frac{p_2 + \alpha_r + js}{p_2(p_1 - p_2)} + \frac{i_{r0} x_m}{x'_s} \cdot \frac{\alpha_r - j(1-s)}{p_2(p_1 - p_2)} \right] e^{p_2 t}, \quad (17) \end{aligned}$$

где p_1, p_2 — корни характеристического уравнения [6].

Из сравнения уравнения тока для нулевых начальных условий [6] с вышеполученным видно, что при повторном включении выражение тока имеет три добавочных составляющих (вторые слагаемые в скобках). Эти составляющие обусловлены остаточным напряжением, как в этом не трудно убедиться. Действительно: $i_{r0} = \frac{x_m}{x_r} i_{s0}$, где i_{s0} — ток в статоре до момента отключения. Далее

$$i_{r0} x_m = \frac{x_m^2}{x_r} i_{s0}, \quad \text{но так как}$$

$$x'_s = x_s - \frac{x_m^2}{x_r} \quad \text{или} \quad \frac{x_m^2}{x_r} = x_s - x'_s = x_s(1 - \sigma)$$

учитывая, что $\frac{x'_s}{x_s} = \sigma$,

то окончательно

$$i_{r0}X_m = i_{s0}X_s(1 - \sigma) = u_s(1 - \sigma),$$

где $u_s = i_{s0}X_s$ — напряжение на зажимах статора до отключения.

Вывод формулы (17) произведен без учета затухания тока ротора i_{r0} или остаточного напряжения $u_s(1 - \sigma)$ в процессе выбега двигателя. Поэтому из этой формулы можно получить правдоподобный результат только для первых мгновений переходного процесса. Учитывая, что затухание тока ротора i_{r0} или остаточного напряжения $u_s(1 - \sigma)$ происходит медленно (α_r обычно порядка $0,01 \div 0,03$), эта формула вполне пригодна для оценки переходного процесса.

На основании подобных предыдущему рассуждений можно получить выражение для потокосцепления статора Ψ_s , а затем определить момент из выражения $M = Re/j\Psi_s i_s/$ [6]. Нахождение выражения для момента в таком случае связано со значительными математическими выкладками, даже если предположить активное сопротивление статора r_s ничтожным. Получаемое выражение для переходного момента имеет в таком случае десять составляющих, из которых пять обусловлены остаточным потоком. Анализ этой формулы также указывает на увеличение переходных моментов.

Представление об изменении токов и моментов при повторном включении можно получить, применяя графический метод рассмотрения переходных процессов, основанный на использовании обычной круговой диаграммы асинхронного двигателя [6]. Но в этом случае и графический метод становится сравнительно трудоемким и мало наглядным.

4. Экспериментальное исследование переходных процессов

Для выяснения правильности теоретических рассуждений было произведено ряд опытов для снятия осциллограмм тока, напряжения, момента, мощности и скорости вращения асинхронных двигателей в переходных процессах. Опыты производились на включение и реверс двигателей при различных начальных скоростях вращения. Двигатели работали вхолостую, причем на вал двигате-

лей насаживались диски для получения разных моментов инерции.

Кривая момента снималась дифференцирующей цепочкой, состоящей из последовательно включенных конденсатора и сопротивления, присоединенных параллельно зажимам тахогенератора (видоизмененная схема Итербергера). При определении величины переходных моментов учитывалась постоянная времени измерительной цепочки [8].

Двигатели включались на номинальное напряжение, частота сети стандартная 50 гц.

В результате исследования 8-ми двигателей (2-х, 4-х и 6-и полюсные) было получено около 400 осциллограмм.

5. Некоторые результаты экспериментов

На основании опытов разбега (включения) и реверса выяснилось, что действительное время разбега двигателя значительно превышает время, получаемое из формул (6). Ошибка при включении при малых скольжениях ($s = 0,1 \div 0,3$) получается порядка $100 \div 150\%$. Действительное время реверса при включении при больших скольжениях ($s = 1,6 \div 2$) получается меньшим или равным времени, получаемым из формулы (6).

Обработка данных методом избранных точек и последовательных приближений [9] дала возможность определить коэффициенты уравнения для времени t . В качестве исходных формул применялись формулы вида (6) и (8).

Результаты обработки в виде графиков приведены на рис. 1, 2 и 3. Зависимости даются в координатах

$\frac{t}{T_a} = f(s)$ для формул вида:

$$\frac{t}{T_a} = \frac{M_n}{M_m} \left(\frac{s^2}{4s_k} a - \frac{s_k}{2} b \ln 100s \right), \quad (18)$$

где s — скольжение двигателя при включении,
 a, b — коэффициенты, определяемые из опытных данных.

Конечная величина скольжения принята равной 0,01, так как опыты происходили при холостом ходе.

Формула вида (8)

$$\frac{t}{T_a} = a's^2 + b'\ln 100s + c's, \quad (19)$$

где a' , b' и c' — коэффициенты, определяемые из опытных данных, дает немного лучшее совпадение с экспериментом. Относительное время $\frac{t}{T_a}$ удобно тем, что оно практически независимо от мощности двигателя и момента инерции вращающихся масс. Величина $\frac{t}{T_a}$ колеблется в пределах от 0,1 ÷ 1,6 при изменении начального скольжения от 0,1 до 2.

Для рассматриваемых двигателей можно дать общую формулу следующего вида:

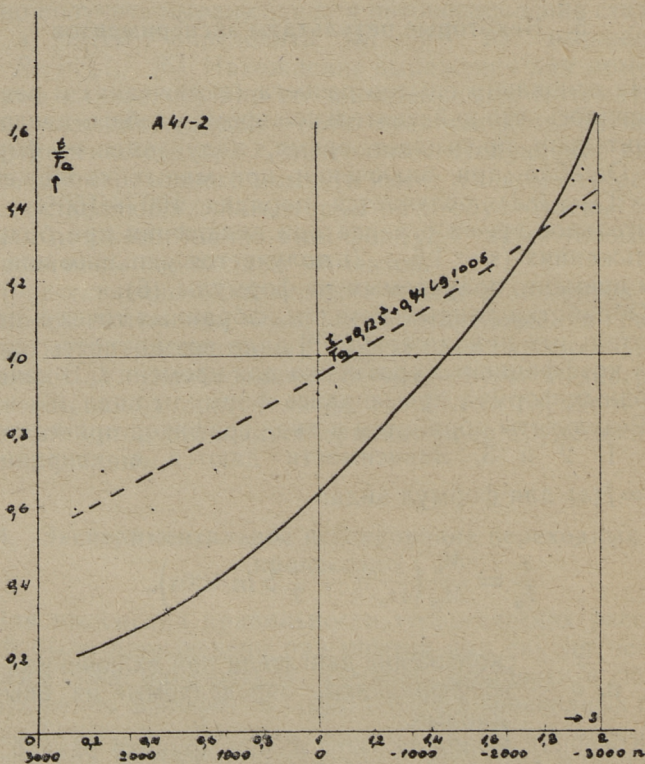


Рис. 1

$$\frac{t}{T_a} = \frac{M_n}{M_m} \left[\frac{s^2}{4s_k a''} + a'' \frac{s_k}{2} \lg 100 s \right], \quad (20)$$

где $a'' \approx 2,3$.

Погрешность при определении времени по этой формуле в среднем не превышает 20%.

На рис. 4 и 5 приведены графики зависимости переходного тока и момента от длительности перерыва питания при осуществлении реверса двигателя АО52-2А. Включение на реверс происходило при наличии остаточного магнитного потока. Как ясно видно из этих графиков, переходные токи и моменты растут по мере увеличения остаточного напряжения или что то же, уменьшения длительности перерыва при реверсе. Таким образом подтверждается мнение многих авторов о возможности

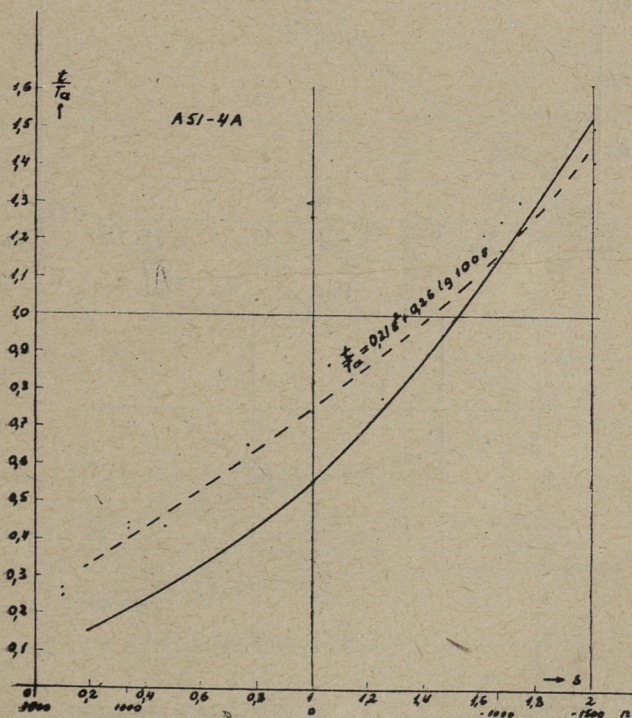


Рис. 2

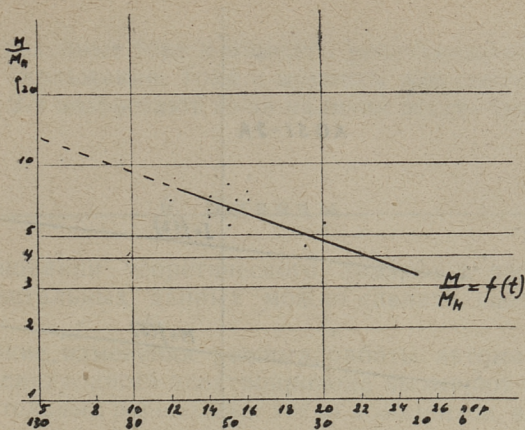


Рис. 5

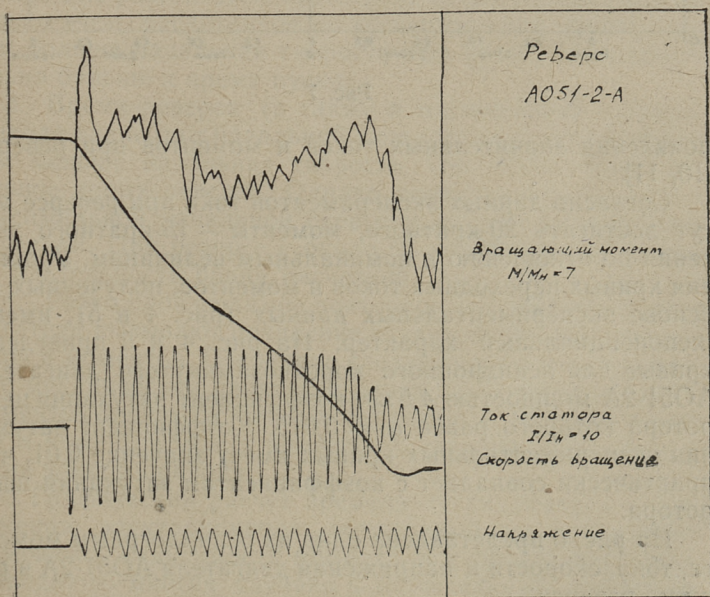


Рис. 6

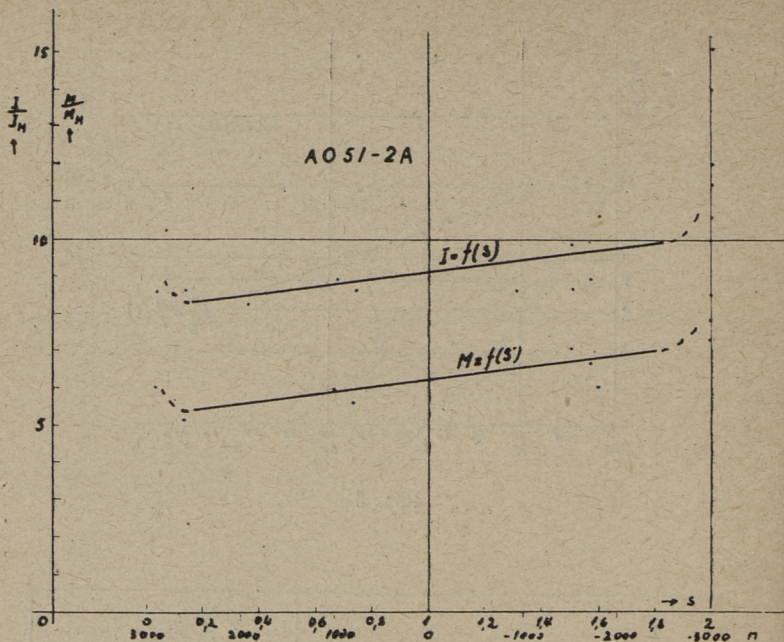


Рис. 7

появления значительных токов и моментов при реверсе [10, 11].

Согласно данным экспериментов токи при реверсе могут достигать 20-кратного, моменты — 15-кратного значения по отношению к номинальным величинам. Уравнения кривых переходных токов и моментов, полученных на основе экспериментальных данных (рис. 4 и 5), имеют экспоненциальный характер. На рис. 4 и 5 приведены кривые для асинхронного короткозамкнутого двигателя АО51-2А мощностью 4,5 кв, коэффициент затухания цепи ротора которого равен $\alpha_r = 0,015$. Коэффициент затухания экспериментальных кривых имеет значение 0,01, что практически совпадает с коэффициентом затухания цепи ротора.

На рис. 6 представлена одна из осциллограмм момента, тока, скорости и напряжения двигателя АО51-2А в режиме реверса.

Зависимость переходного тока и момента от скольжения, двигателя АО51-2А при включении приведено на

рис. 7. Переходные токи и моменты увеличиваются с увеличением скольжения. Токи и моменты при скольжениях около 0 и 2-х возрастают из-за наличия остаточного поля ротора.

6. Выводы

На основании теоретического анализа и обработки экспериментальных данных можно сделать следующие выводы.

1. Резкие изменения режима работы автоматизированного асинхронного электропривода вызывают появление значительных переходных токов и моментов, а так же влияют на длительность перехода в новое состояние равновесия.

2. Продолжительность разгона электропривода при пуске зависит от начальной скорости, начиная с которой происходит разгон. Действительное время разгона всегда больше, чем рассчитанное по общепринятым формулам. Чем больше начальная скорость при пуске, тем относительно больше и время пуска.

3. Время реверса (а также и торможения) электропривода зависит от начальной скорости в момент реверса. Чем меньше начальная скорость, тем больше действительное время реверса. Однако длительность реверса с максимальной начальной скорости ($s = 2$) меньше, чем расчетная. При реверсе с около $\frac{3}{4}$ максимальной скорости длительность равна расчетной.

4. Резко производимое повторное включение и реверс двигателя вызывают появление значительных переходных токов и моментов. Последние следует учитывать при расчете механической прочности валов электродвигателей и элементов производственных механизмов. Неучет этих токов и моментов может привести к авариям при эксплуатации электропривода.

5. Графический расчет времени пуска, реверса и торможения электропривода, основанный на применении статической зависимости момента от скорости вращения, приводит во многих случаях к значительным погрешностям.

6. Аналитический расчет времени пуска, реверса и торможения электропривода следует производить с учетом влияния переходных процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. А. Эфендизаде. Теория регулируемого асинхронного электропривода. Изд. Академии Наук Азербайджанской ССР. Баку, 1955.
2. М. Г. Чиликин. Общий курс электропривода. ГЭИ, 1960.
3. А. Т. Голован. Основы электропривода, ГЭИ, 1959.
4. И. А. Сыромятников. Режимы работы асинхронных электродвигателей. ГЭИ, 1955.
5. Р. Рюденберг. Переходные процессы в электроэнергетических системах. Изд. иностранной литературы, 1955.
6. Е. А. Пуусеп. Определение токов и моментов асинхронного двигателя в переходных режимах из круговой диаграммы для стационарного режима. Труды ТПИ, 1960.
7. Э. М. Ристхейн. Поведение асинхронных короткозамкнутых двигателей при кратковременных перерывах питания. Диссертация. Моск. Энергетический Институт, 1954.
8. П. М. Пфлиер. Электрические методы измерения механических величин. Гос. научно-техническое изд. 1948.
9. Уорсинг и Геффнер. Методы обработки экспериментальных данных. Изд. иностранной литературы, 1953.
10. F. I. Maginiss, N. R. Schultz. Transient Performance of Induction Motors. Transactions AIEE. Vol. 63, 1944, pp. 641—645.
11. В. А. Шубенко. Некоторые вопросы автоматизированных электроприводов. Электричество № 1, 1960.

У. М. Агур

ИСПЫТАНИЕ СИСТЕМЫ ИОННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ НА ЭЛЕКТРОННОЙ МОДЕЛИ СИЛОВОЙ ЧАСТИ МОЩНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Введение

Современные мощные электроприводы постоянного тока, работающие в напряженном режиме — главные приводы реверсивных и некоторых неререверсивных прокатных станов, крупных экскаваторов и др. — представляют собой системы автоматического регулирования со сложной структурой, включающие ряд существенно нелинейных элементов. Поэтому целесообразно исследовать подобные приводы в ходе их разработки методом математического моделирования, используя при этом широко распространенные универсальные электронные моделирующие установки. Однако моделирование затрудняется наличием таких факторов, как сложность математического описания отдельных элементов и точного определения их параметров, а также неизбежные расхождения между расчетными и действительными значениями параметров, обусловленные их разбросом. По этой причине приходится проводить на месте монтажа привода длительную наладку системы управления, связанную с большими расходами, а также неудобствами технического и организационного характера.

Большая часть сложных нелинейных элементов сосредоточена в системе управления, которая без особого труда может быть установлена в лаборатории и введена в состав модели привода [1]. Блоками электронной моделирующей установки в таком случае моделируется

лишь силовая часть привода — главные машины и нагрузка. Это позволяет повысить точность моделирования за счет исключения значительной части источников погрешности, а вместе с тем, сократить этап наладки натурной системы (особенно, если в лаборатории испытывается тот же экземпляр системы управления, который впоследствии будет установлен на натурном объекте).

Ввиду относительной сложности точного математического описания управляемого ионного возбудителя и устройства сеточного управления, предлагаемый способ моделирования может оказаться особенно полезным для систем, содержащих ионные возбудители.

При построении модели такого типа возникают две основные проблемы:

- 1) математическое моделирование силовой части привода с достаточной точностью;

- 2) обеспечение подобия модели в целом путем введения специальных сопрягающих блоков между натурной частью системы и математической моделью ее силовой части.

Первая задача сводится к точному математическому моделированию крупных машин постоянного тока, а также нагрузки, и здесь не рассматривается. Проблема сопряжения натурной системы управления с электронной моделью будет изучена подробнее.

Сопряжение натурной системы управления с электронной моделью

На рис. 1 приводится блок-схема моделирования привода по системе Г-Д с ионным возбуждением. Здесь, также как и в случае других систем возбуждения, требуются сопрягающие блоки двух видов:

- 1) устройства, воспроизводящие естественные условия работы возбудителей и названные нами «имитаторами нагрузки»;

- 2) преобразователи для воспроизведения обратных связей, в большинстве случаев представляющие собой усилители электрических сигналов.

В литературе [2] нами описано устройство, обеспечивающее достаточно точную имитацию работы возбудителя на цепь с большой постоянной времени и исполь-

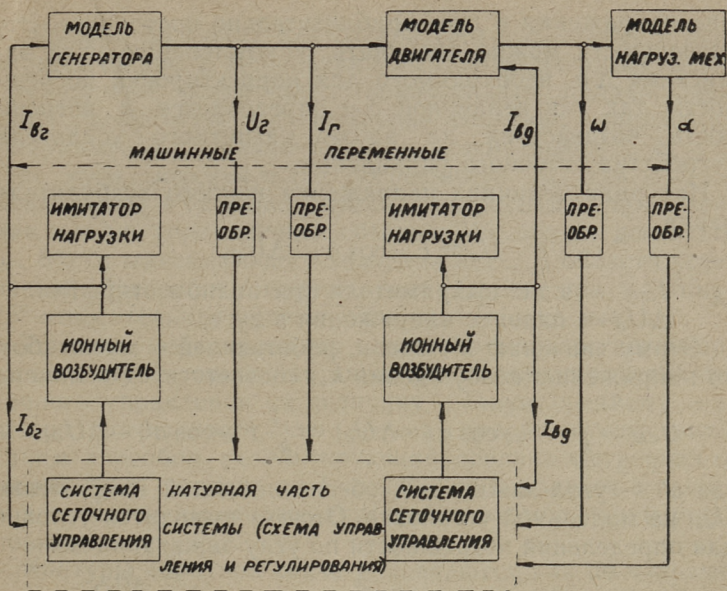


Рис. 1

зующее в качестве исполнительного органа электромашиный усилитель с поперечным полем. Это устройство — следящий имитатор нагрузки — работает в сочетании с электронной моделью силовой части привода, обеспечивая протекание в нагрузочной цепи возбuditеля тока, пропорционального выработанному этой моделью сигналу, т. е. и действительному току возбуждения натурной системы.

Ионные возбuditели мощных приводов выполняются на токи до 100 а, с потолком напряжения до 600 в и выше. Создать имитатор нагрузки с такими показателями оказывается чрезвычайно трудным. Это затруднение преодолевается путем снижения тока и напряжения возбuditеля, т. е. введения масштабов. Ввиду малости падений напряжения в обмотках трансформатора и в уравнительном дросселе по сравнению с падением напряжения в дуге, снижение номинального тока сравнительно мощного возбuditеля на ее характеристиках почти не отражается [3]. Изменение масштаба напряжения вызывает более значительную погрешность, так как паде-

ние напряжения в дуге приблизительно постоянное. Эту погрешность можно оценивать по отклонению угла зажигания $\Delta \alpha$, необходимого для корректировки погрешности, так как величиной $\Delta \alpha$ определяется и погрешность воздействия на входе магнитного усилителя устройства сеточного управления.

Натурная величина напряжения ионного возбудителя равна

$$U_d \approx E_{d0} \cos \alpha - \Delta U_{\partial},$$

где E_{d0} — э.д.с. выпрямителя при полном открытии,
 ΔU_{∂} — падение напряжения в дуге.

Этому значению в модели, работающей с масштабом по напряжению возбуждения k_u , соответствует величина

$$U_{dM} = \frac{1}{k_u} (E_{d0} \cos \alpha - \Delta U_{\partial}) = \frac{1}{k_u} E_{d0} \cos \alpha' - \Delta U_{\partial},$$

где α' — угол зажигания, обеспечивающий напряжение U_{dM} на модельной установке. Отсюда выводится условие для определения погрешности по углу зажигания $\Delta \alpha$:

$$\Delta \alpha = \alpha - \alpha' = \arccos \left[\cos \alpha - (k_u - 1) \frac{\Delta U_{\partial}}{E_{d0}} \right] - \alpha.$$

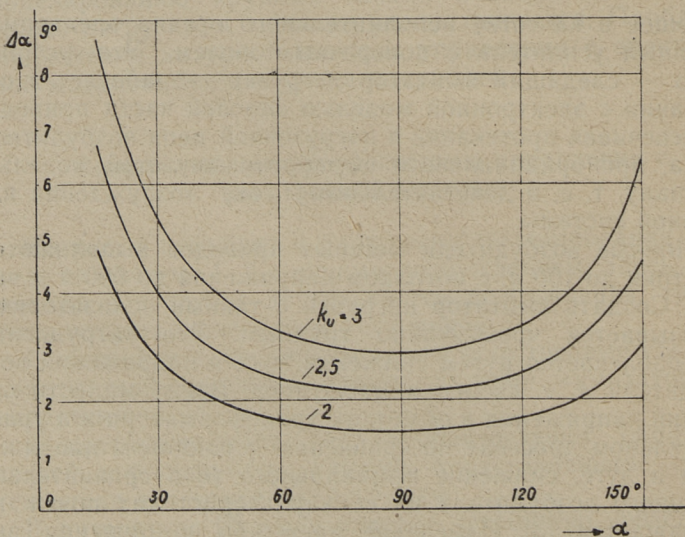


Рис. 2

График $\Delta\alpha = f(\alpha)$ для $\Delta U_{\partial} = 15$ в и $E_{d0} = 600$ в приводится на рис. 2. Используя в имитаторе нагрузки электромашинный усилитель с номинальным напряжением 230 в, допустимое максимальное значение напряжения выпрямителя [2] равно 320 в, и можно выбрать $k_u \approx 2$. При этом максимальная погрешность $\Delta\alpha$ для $\alpha \approx 20^\circ$ равна около 4° ; соответствующая погрешность, приведенная к м.д.с. управляющей обмотки МУ, может достигать 6...8% от максимального значения м.д.с. В области установившейся работы ионного возбудителя, при $\alpha \approx 60...75^\circ$ относительная погрешность значительно меньше.

Точность моделирования может быть существенно повышена путем смещения характеристики устройства точного управления на величину, равную среднему значению погрешности, что весьма просто осуществить. Таким способом результирующая средняя погрешность может быть снижена до 1...2%, что находится в пределах точности некоторых других блоков модельной установки.

Контуры обратной связи различаются как по назначению, так и по структуре и конфигурации. Первое различие с точки зрения техники моделирования не имеет принципиального значения, так как в модели силовой части привода все сигналы обратной связи одинаково проявляются в виде сигналов постоянного тока на выходе решающих блоков.

Исходными условиями при построении сопрягающих блоков являются требуемый диапазон по напряжению и току на выходе блоков, а также вид выходной характеристики. Можно показать, что сопрягающий блок непрерывного действия для контура обратной связи в общем случае должен представлять собой безынерционный линейный усилитель с заданной выходной характеристикой:

$$\Delta u_* = f(i_*) = \text{idem},$$

где Δu_* — относительное внутреннее падение напряжения от нагрузочного тока i_* (при постоянстве воздействий на входе сопрягающего блока). В частности, когда $\Delta u = ki$, где k — некоторая постоянная, сопрягающий усилитель должен иметь заданное, постоянное по величине выходное сопротивление.

Часто встречаются контуры (в основном, для обратных связей по напряжению и скорости), потребляющие срав-

нительно малый ток до 100...200 *ма* при диапазоне напряжения не более $\pm 200...300$ в. Такие диапазоны вполне обеспечиваются электронными усилителями, которые по сравнению с другими типами усилителей являются безынерционными и легко выполнимы. Линейность характеристики может быть обеспечена введением отрицатель-

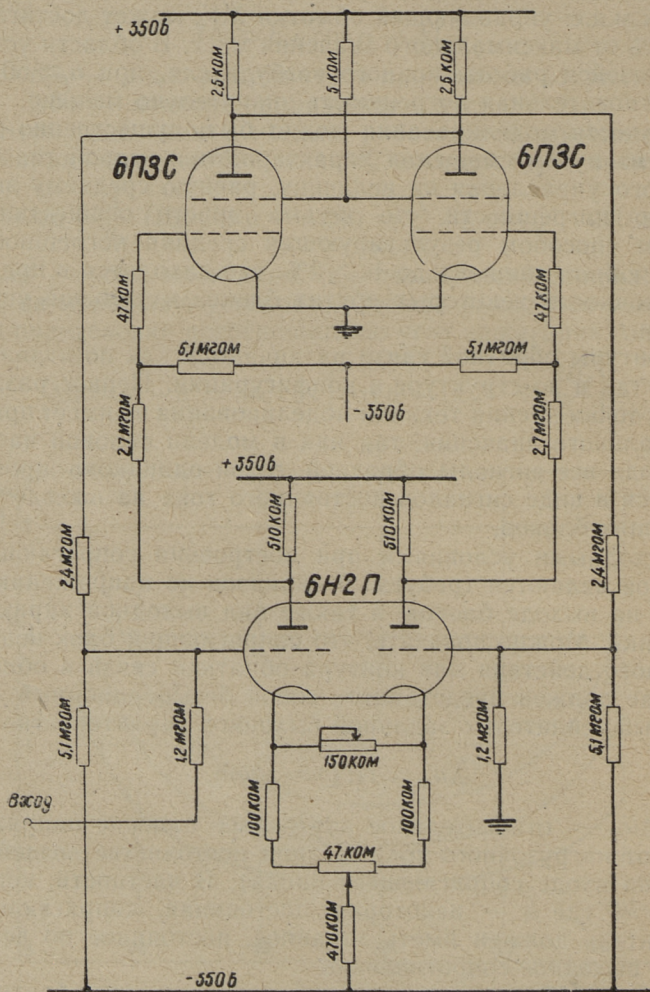


Рис. 3

ной обратной связи, а стабильность и экономичность — применением симметрированной балансной схемы. Схема подобного усилителя приводится на рис. 3 (нагрузка включается между анодами выходного каскада). Кривые на рис. 4 характеризуют диапазон линейной работы усилителя в зависимости от нагрузочного (R_n) и анодного (R_a) сопротивлений, при напряжении питания выходного каскада 350 в и лампах типа 6ПЗС. Выходная мощность может быть повышена параллельным соединением ламп в плечах каскада. Таким путем удастся построить сопрягающий усилитель с диапазоном по напряжению ± 200 в при максимальном токе 200 ма.

Так как усилитель с отрицательной обратной связью по напряжению имеет малое выходное сопротивление, для имитации внутреннего сопротивления узла схемы в силовой части электропривода (например, делителя напряжения) в нагрузочную цепь последовательно включается добавочное сопротивление.

Узлы обратной связи по току обычно содержат низкоомные управляющие обмотки, потребляя ток до нескольких ампер. В таком случае целесообразно применить уси-

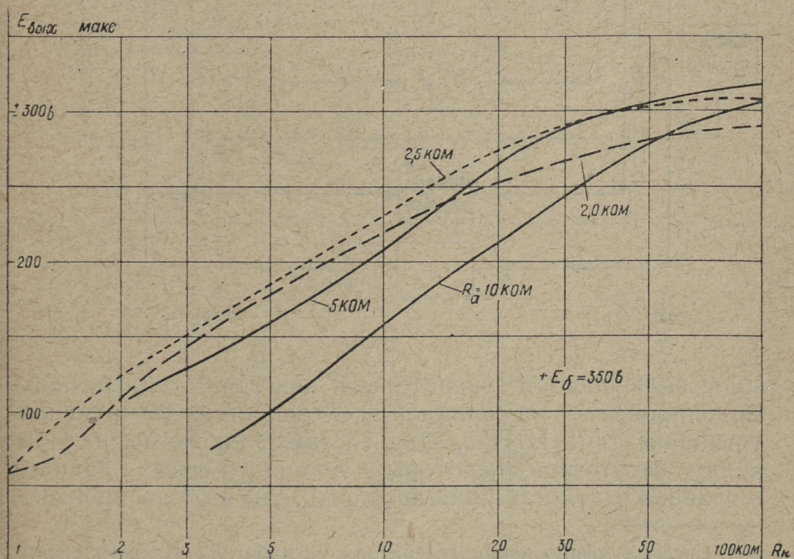


Рис. 4

литель с транзисторным выходным каскадом, управляемым по методу широтно-импульсной модуляции. В литературе описан подобный усилитель, удовлетворяющий всем поставленным нами требованиям по линейности и форме характеристики [4].

Релейные обратные связи проще всего осуществить посредством чувствительных поляризованных реле, включенных на выход суммирующих блоков электронной модели. Можно также использовать простые электронные реле по схеме триггера Шмитта.

Моделирование главного привода блюминга по системе Г-Д с ионным возбуждением

Вышеописанным методом был моделирован главный электропривод реверсивного прокатного стана по системе Г-Д с ионным возбуждением генератора.¹ Структурная схема привода изображена на рис. 5. Силовая часть при-

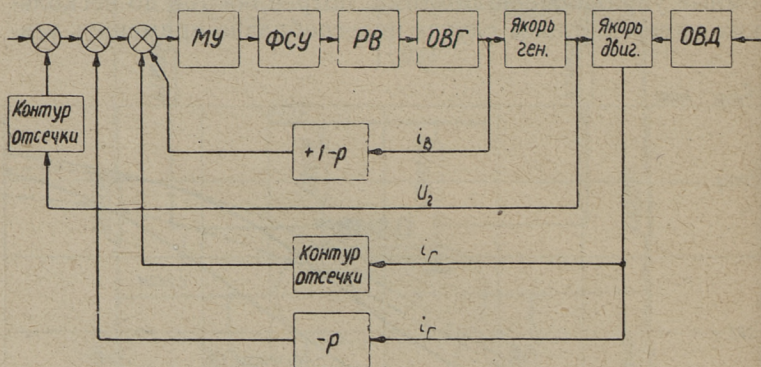


Рис. 5

вода, включающая генераторы и двигатель с нагрузкой, моделировалась на серийной электронной моделирующей установке типа ИПТ-5. При составлении схемы набора ввиду отсутствия некоторых дополнительных данных о главных машинах пришлось отказаться от воспроизведе-

¹ Система возбуждения генератора разработана Ленинградским проектно-экспериментальным отделением ГПИ «Тяжпромэлектропроект» для блюминга № 2 Челябинского металлургического завода.

дения ряда второстепенных факторов (гистерезиса и вихревых токов главных машин, изменения скорости генератора), что в некоторой мере сказывалось на точности моделирования.

В ходе исследования рассматривались лишь режимы работы привода до основной скорости; система возбуждения двигателя не была смоделирована. Схема набора модели силовой части привода приведена на рис. 6. На схеме обозначены точки присоединения сопрягающих блоков.

Ионный возбудитель, собранный по встречно-параллельной схеме на экситронах типа Э-1-40/1,5, был нагружен на следящий имитатор нагрузки с электромашинным усилителем типа ЭМУ-25. При этом масштабы тока и напряжения принимались равными

$$m'_{iv} = \frac{i_{в\text{ ном}}}{i'_{в\text{ ном}}} = 17,6 \text{ и } m'_{ув} = 2,0.$$

Фазосмещающие устройства ионного возбудителя управлялись посредством магнитных усилителей, на обмотки которых подавались сигналы обратной связи. Применение следящего имитатора в качестве нагрузки ионного возбудителя позволило осуществить обратную связь по току возбуждения подобно тому, как это делалось в натурной системе — подачей сигнала обратной связи на соответствующую обмотку МУ непосредственно с шунта в нагрузочной цепи возбудителя.

Сигнал обратной связи по току главной цепи в натурной системе подается через контур отсечки на маломощную управляющую обмотку МУ. В модели оказалось возможным подключить контур обратной связи непосредственно к выходу соответствующего решающего усилителя (блок № 2 на рис. 6).

Особый интерес представляет осуществление обратной связи по напряжению. Схема узла, с некоторыми упрощениями и в нереверсивном варианте, приводится на рис. 7, а. Напряжение генератора подается через делитель напряжения $R_1 R_2 R_3$ на управляющую обмотку ОУ; сюда же подается задающее напряжение от генератора ГУН. Цепь, включающая источник напряжения B и вентиль, обеспечивает формировку, поддерживая ток управляющей обмотки в процессе повышения напряжения ге-

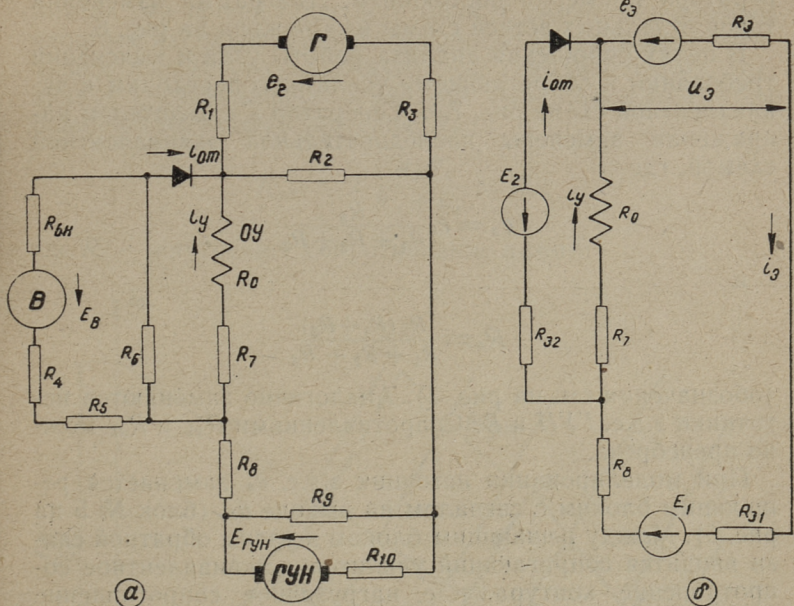


Рис. 7

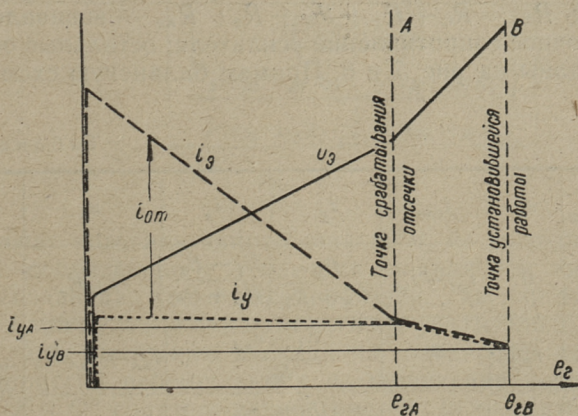


Рис. 8

нератора примерно постоянным. Диаграмма изменения токов отдельных ветвей схемы изображена на рис. 8.

В целях упрощения анализа работы узла и выяснения требований к сопрягающему усилителю переходим к эквивалентной схеме рис. 7, б. Генератор Γ с делителем напряжения заменены последовательной эквивалентной схемой, где

$$e_3 = e_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$$

и

$$R_3 = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

(обозначения см. на рис. 7). Аналогично заменяются источники э.д.с. $\Gamma УН$ и B . Сопротивлениями R_{31} и R_{32} можно пренебречь.

При моделировании источник э.д.с. e_3 заменяется решающим блоком с сигналом на выходе u_2 (блок № 5 на рис. 6). Между решающим блоком и узлом обратной связи вводится сопрягающий усилитель. Эквивалентное сопротивление контура, т. е. нагрузочное сопротивление усилителя, не постоянно. Кроме того, в выходном контуре усилителя действует внешняя э.д.с.; поэтому при его расчете необходимо знать выходной ток и напряжение в характерные моменты времени. Соответствующие значения приводятся в таблице 1.

Здесь $R_{\Sigma} = R_0 + R_7 + R_8 + R_3$; $R_{нэ}$ — эквивалентное нагрузочное сопротивление усилителя; остальные обозначения даны на рис. 7 и 8. Примем балансную схему уси-

Таблица 1.

| Характерная точка | e_3 | i_{om} | i_y | i_3 | u_3 | $R_{нэ}$ |
|-------------------|----------|-------------------|-----------------------------------|-------------------------------|--------------|----------------------------------|
| O | 0 | $i_{30} - i_{y0}$ | $\frac{E_2}{R_0 + R_7}$ | $\frac{E_1 - E_2}{R_3 + R_8}$ | $i_{30} R_3$ | R_3 <hr/> $R_0 + R_7 + R_8$ |
| A | e_{3A} | 0 | $\frac{E_1 - e_{3A}}{R_{\Sigma}}$ | $e_{3A} + i_{3A} R_3$ | | |
| B | e_{3B} | 0 | $\frac{E_1 - e_{3B}}{R_{\Sigma}}$ | $e_{3B} + i_{3B} R_3$ | | |

лителя без общей обратной связи, с симметрированным входным каскадом. Лампы выходного каскада для достижения линейности включаются по триодной схеме. Выходное сопротивление усилителя выбирается при этом равным требуемому значению R_a :

$$R_{\text{вых}} = 2 \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} = R_a,$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы.

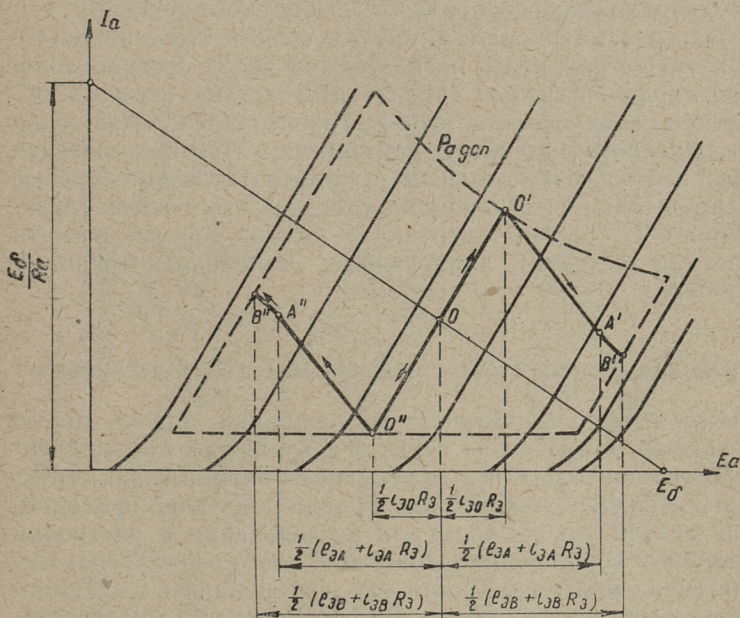


Рис. 9

Включая источник напряжения ГУН, на выходных зажимах сопрягающего усилителя появляется внешняя э.д.с., создающая ток в выходной цепи. Так как это происходит при нулевом входном сигнале усилителя, рабочие точки ламп выходного каскада на плоскости анодных характеристик перемещаются из положения покоя O в точки O' и O'' соответственно (рис. 9). В ходе имитации процесса пуска, т. е. постепенного повышения сигнала на входе сопрягающего усилителя, рабочие точки переме-

щаются по траектории, изображенной на рисунке жирной линией. Расчет каскада заключается в том, чтобы путем подбора параметров, количества параллельных ламп и рабочей точки покоя O обеспечить линейность характеристик во всей области. Для этого траектория не должна выйти за пределы, определяемые управляемостью ламп и допустимыми анодными потерями. Эти пределы на рис. 9 изображены жирным пунктиром.

Экспериментальная проверка работы описанного сопрягающего усилителя в составе узла обратной связи подтвердила целесообразность выбранного решения.

Для рассматриваемого случая может быть использован также усилитель по балансной схеме с отрицательной обратной связью (рис. 3). Вследствие наличия обратной связи меняется форма траектории рабочей точки на плоскости анодных характеристик. При подключении внешней э.д.с. к выходным зажимам усилителя анодные напряжения почти не изменяются, так что участок траектории $O'O''$ близок к вертикали. Общий порядок расчета каскада остается аналогичным вышерассмотренному случаю.

Оценка результатов испытания модельной установки

При экспериментальном исследовании модели целью ставилось не изучение свойств и характеристик моделируемого привода с целью отыскания оптимальных структур и значений параметров, а лишь показание пригодности модели такого типа для исследования и настройки подобных систем управления. Для этого осциллограммы, снятые на модельной установке, сравнивались с осциллограммами, полученным в ходе проведенной до этого наладки натурального объекта. Некоторые из осциллограмм переходных процессов при холостом ходе приведены на рис. 10.

Данные количественного сравнения характерных показателей сосредоточены в таблице 2. Как видно, отклонение основных показателей — продолжительности отдельных участков процесса, пиковых и средних значений тока главной цепи — находится в пределах 1,7... 9,8%. Ввиду приближенности моделирования силовой части привода такую точность можно считать хорошей, вполне удовлетворяющей требованиям проектировщиков.

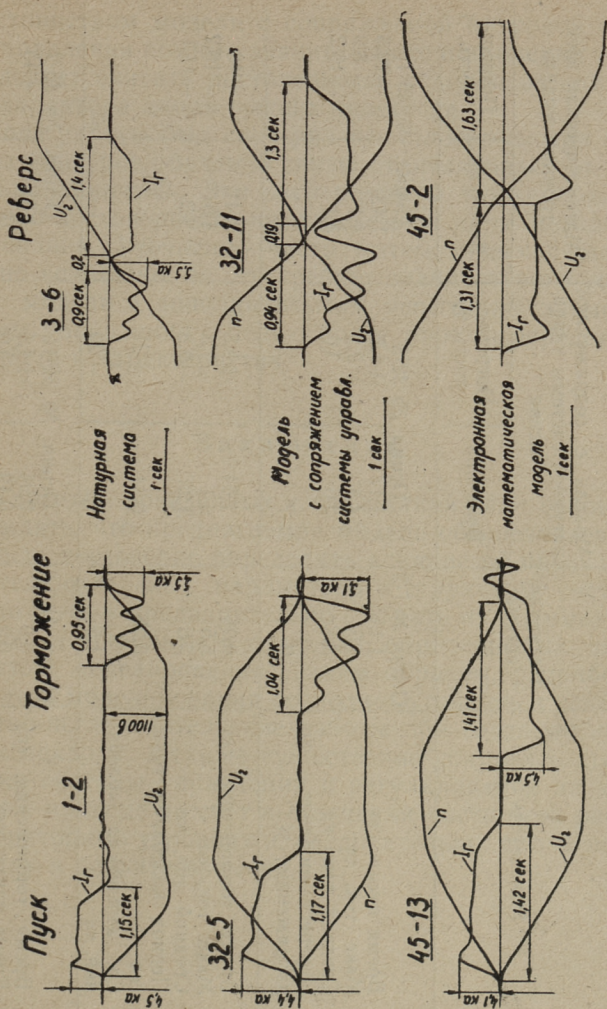


Рис. 10

Чтобы полнее оценивать описываемый метод моделирования, была собрана полная электронная математическая модель исследуемой системы. Результаты, полученные на этой модели, также приведены на рис. 10 и в таблице 2.

Сравнение переходных режимов главного привода блюминга и его моделей

| Режим | Показатель | Натурная система | Модель с сопряжением натурной системы управления | | Математическая электронная модель | |
|--|--|--|--|----------------|-----------------------------------|----------------|
| | | | Величина | Погрешность, % | Величина | Погрешность, % |
| Разгон до основной скорости | Время пуска, сек Макс. ток, ка Средний ток, ка Перерегулирование по напряжению, % | Осцил. № 1-2 1,15 4,5 3,7 9 | Осцил. № 32-5 | | Осцил. № 45-13 | |
| | | | 1,17 | +1,7 | 1,42 | +23,5 |
| | | | 4,4 | -2,2 | 4,1 | -8,9 |
| | | | 3,6 | -3,0 | 3,1 | -16,2 |
| | | 9 | 7 | 0 | | |
| Торможение с основной скорости | Время торможения, сек Макс. ток, ка Средний ток, ка Период колебания тока, сек Ср. амплитуда колебаний, ка | 0,95 5,5 3,6 0,28 1,5 | Осцил. № 32-11 | | Осцил. № 45-2 | |
| | | | 1,04 | +9,5 | 1,41 | +48 |
| | | | 5,1 | -7,3 | 4,5 | -18,2 |
| | | | 3,25 | -9,8 | 3,2 | -11,1 |
| | | | 0,34 | +21 | — | — |
| | | 1,5 | 1,2 | — | — | |
| Реверс с основной скорости на основную | Время торможения, сек Время паузы, сек Время пуска, сек Длительность реверса, сек Макс. ток, ка Средний ток (без учета паузы), ка | Осцил. № 3-6 0,9 0,2 1,4 2,5 6,5 3,5 | Осцил. № 32-11 | | Осцил. № 45-2 | |
| | | | 0,94 | +4,4 | 1,31 | +45 |
| | | | 0,19 | -5,0 | 0 | — |
| | | | 1,3 | -7,1 | 1,63 | +16,5 |
| | | | 2,43 | -2,8 | 2,94 | +17,6 |
| | | 5,1 | -7,3 | 6,8 | +23,6 | |
| | | 3,3 | -5,7 | 3,55 | +1,4 | |

Достоинством модели с сопряженной натурной системой управления помимо значительного повышения точности следует считать достоверность воспроизведения общего характера динамических процессов.

В ходе работы был снят ряд осциллограмм при параметрах контуров обратной связи, отличающихся от окончательно принятых. Эти эксперименты также показали большую достоверность предлагаемого нами метода моделирования. Уточнение чисто математической модели конечно возможно, но это требует значительного усложнения модели и дополнительных испытаний элементов системы управления с целью более точного определения их свойств и характеристик.

З а к л ю ч е н и е

Результаты проведенных исследований дают основание утверждать, что предлагаемая модель обеспечивает возможность достоверно определять влияние на переходные процессы отдельных параметров и структуры системы, а стало быть и предварительно выбрать их оптимальные значения и варианты в границах, определяемых общей точностью моделирования. Таким образом, разработанный метод моделирования позволяет уточнить и ускорить проектно-исследовательские работы при создании новых систем привода, а также существенно сократить стадию наладки системы управления и регулирования на месте монтажа привода за счет выполнения части этой работы в лабораторных условиях и, следовательно, при меньших расходах и затрате времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. У. М. Агур. О моделировании силовой части мощности электропривода постоянного тока с применением электронной моделирующей установки. Труды Таллинского политехнического института, сер. А, № 146, 1958.
2. У. М. Агур. Универсальный следящий имитатор нагрузки постоянного тока. Труды Таллинского политехнического института, сер. А, № 191, 1961.
3. В. В. Рудаков, Б. А. Егоров и Л. Г. Конради. Электродинамическая модель для исследования возбудительных систем электроприводов. «Электричество», 1960, № 6.
4. Р. Г. Карпов. Генератор прямоугольных импульсов с широким пределом изменения коэффициента заполнения. «Радиоэлектроника», 1960, вып. 2.

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
СБОРНИК СТАТЕЙ

Таллинский политехнический институт

Редактор Х. Янес

Технический редактор Я. Мыттус

Корректор А. Алликсоо

Сдано в набор 26. XII 1961. Подписано к печати 11. IV 1962. Бумага $54 \times 84^{1/16}$. Печатных листов 6. По формату 60×92 печатных листов 4,92. Учетно-издательских листов 4,2. Тираж 600 экз. МВ-02945. Заказ № 11353.

Типография им. Х. Хейдеманна
Тарту, ул. Юликооли 17/19. I

Цена 28 коп.



Цена 28 коп.

