

## ЭЛЕКТРОННАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАШИННОГО УСИЛИТЕЛЯ ПОПЕРЕЧНОГО ПОЛЯ С ЕГО ВНУТРЕННИМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

В. П. ЛАГУНОВ, В. М. РИККОНЕН

(Представлена научным семинаром кафедр электрических машин и общей электротехники)

Электромашинные усилители с поперечным полем (ЭМУ) широко применяются в современных системах автоматического регулирования. Протекание переходных процессов в этих системах в значительной степени определяется статическими и динамическими свойствами ЭМУ, на которые, в свою очередь, оказывают сильное влияние его внутренние жесткие и гибкие обратные связи.

Рациональное использование этих связей дает возможность в некоторых случаях избежать специальные стабилизирующие устройства, а изменение коэффициентов отдельных обратных связей позволяет в широких пределах изменять скорость протекания переходного процесса на выходе усилителя.

По этой причине часто бывает важно исследовать раздельное влияние внутренних обратных связей, особенно гибких, на переходные процессы усилителя.

В том случае, когда ЭМУ применяется в системе, в которой предусмотрена глубокая форсировка, необходимо учитывать нелинейность кривой намагничивания второй ступени усилителя.

Учитывая вышесказанное, значительный интерес представляют структурная схема и электронная модель ЭМУ, в которых учитываются внутренние обратные связи, а также имеется возможность исследовать раздельное влияние их на динамические свойства ЭМУ. Кроме того, эта схема и модель должны учитывать нелинейность отдельных связей и параметров усилителя. Для получения соответствующей структурной схемы и модели необходимо рассмотреть дифференциальное уравнение переходных процессов ЭМУ, учитывающее вышечисленные факторы.

При составлении общего дифференциального уравнения ЭМУ для любых режимов нет необходимости использовать коэффициенты взаимоиндуктивности между обмотками. Вывод получается проще и нагляднее, если при составлении этих уравнений оперировать с результирующими потоками, действующими по продольной и поперечной осям. Рассмотрим указанные потоки.

**Поток в продольной оси.** ЭМУ существенно отличается от обычных генераторов постоянного тока тем, что намагничивающая сила (н.с.) управляющей обмотки и сопротивление короткозамкнутой поперечной цепи относительно очень малы. Поэтому на режимы на-

званных обмоток оказывают большое влияние такие факторы, которые не влияют или почти не влияют на характеристики обычных генераторов.

К ним можно отнести следующие:

1. Размагничивающее действие потерь в стали якоря.
2. Замедленная коммутация тока поперечной цепи.
3. Сдвиг поперечных щеток, создающий по продольной оси машины в зависимости от направления сдвига размагничивающий или намагничивающий поток.

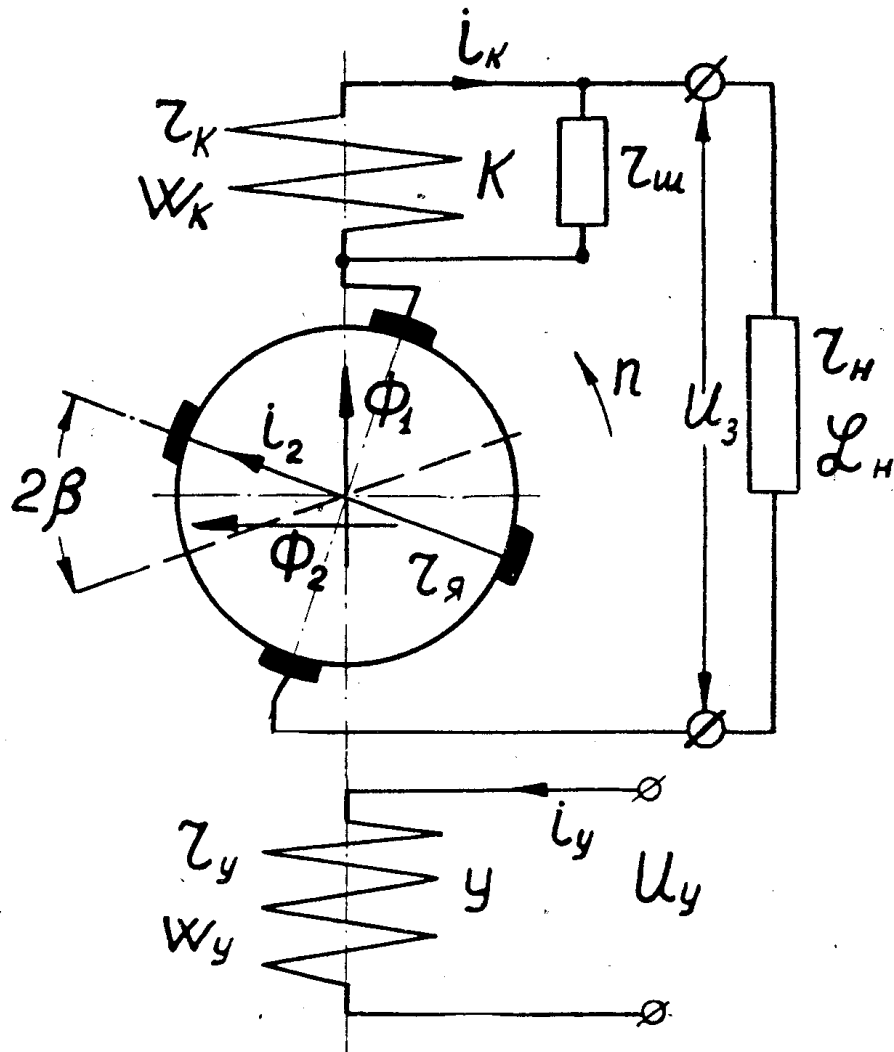


Рис. 1. Принципиальная схема ЭМУ.

4. Поток, имеющийся в недокомпенсированной машине за счет отсутствия равенства потоков продольной реакции якоря и компенсационной обмотки.

При ненасыщенной магнитной системе обычно считают, что н.с. за счет потерь в стали, действующая против н.с. обмотки управления, пропорциональна току поперечной цепи [1]. Такое положение справедливо в том случае, когда сохраняется пропорциональность между током  $i_2$  и поперечным потоком. При наличии же насыщения магнитной системы второй ступени усиления и смещения щеток его с геометрической нейтрали это положение становится несправедливым. В этих слу-

чаях более правильно считать, что  $F_c$  за счет потерь в стали пропорциональна потоку поперечной цепи [2]

$$F_c = \kappa_c' \Phi_2 = \kappa_c e_3',$$

где  $\kappa_c'$  и  $\kappa_c$  — коэффициенты пропорциональности между  $F_c$  и потоком поперечной оси  $\Phi_2$  и э. д. с. на продольных щетках  $e_3'$ .

Размагничивающее действие токов замедленной коммутации в секциях, коммутируемых короткозамкнутыми щетками усилителя, теоретически и экспериментально исследованы многими авторами. Большинство из них при аналитическом расчете этого действия пользуются выражением, приведенном в [5]. Согласно этому выражению  $F_z$  является нелинейной функцией относительно тока поперечной цепи  $i_2$ . Эта нелинейность в основном вносится за счет нелинейной зависимости переходного сопротивления щеточного контакта от величины тока поперечной цепи. Особенно она резко выражена в области малых значений поперечного тока.

Учитывая вышеизложенное, продольный поток может быть выражен уравнением

$$\Phi_1 = \lambda_1 [\omega_y i_y + \omega_k i_k \mp x \omega_{\text{я}} i_2 - k_c \Phi_2 - f_2(i_2) i_2 - (\omega_{\text{я}} - \omega_{\text{д}}) i_3], \quad (1)$$

где  $\Phi_1$ ,  $\lambda_1$  — магнитный поток и магнитная проводимость по продольной оси;

$\omega_1$ ,  $\omega_k$ ,  $\omega_{\text{я}}$  и  $\omega_{\text{д}}$  — число витков обмоток управления, компенсационной, якоря и дополнительного полюса;

$x = \frac{2p\beta}{\pi}$  — относительное смещение с нейтрали щеток попереч-

ной цепи ( $\beta$  — угол смещения,  $p$  — число пар полюсов);

$f_2(i_2) i_2$  — намагничивающая сила за счет реакции коммутационных токов в поперечной цепи;

$\kappa_c' \Phi_2$  — намагничивающая сила за счет потерь в стали якоря.

**Поток в поперечной оси.** В случае, когда щетки поперечной цепи находятся в нейтральном положении и когда поперечная магнитная цепь ненасыщена, магнитный поток прямо пропорционален поперечному току. При смещении щеток поперечной цепи с нейтрального положения значение поперечного магнитного потока уменьшается на величину, пропорциональную  $x$ . Во многих типах усилителей поперечные и продольные щетки тесно связаны между собой, по этой причине при смещении поперечных щеток происходит смещение и продольных. В этом случае появляется поперечная составляющая продольного потока, пропорциональная величине относительного смещения щеток и току  $i_3$ .

При наличии насыщения поперечной магнитной цепи нарушается пропорциональность между токами  $i_2$ ,  $i_3$  и результирующим потоком поперечной оси.

Выражение для поперечного потока с учетом вышеперечисленных факторов будет иметь следующий вид:

$$\Phi_2 = S \lambda_2 [(1-x) \omega_{\text{я}} i_2 \mp x \omega_{\text{я}} i_3], \quad (2)$$

где  $S$  — функция, выражающая нелинейность характеристики холостого хода второй ступени усиления  $I_3 = f(i_2)$ , для линейной ненасыщенной части характеристики  $S = 1$ ;

$\lambda_2$  — значение магнитной проводимости поперечной оси для ненасыщенной магнитной системы.

Уравнения равновесия э. д. с. принимают следующий вид:  
для обмотки управления

$$U_y = r_y i_y + \sigma_y \omega_y p \Phi_1; \quad (3)$$

для поперечной цепи усилителя

$$e_2 = c \Phi_1 = r_a i_2 + f_1(i_2) i_2 + \sigma_a \omega_a p \Phi_1; \quad (4)$$

для продольной цепи усилителя

$$e'_3 = c \Phi_2 = r_3 i_3 - (\sigma_a \omega_3 - \sigma_k \omega_k) p \Phi_1 + r_k i_k + L_{np} i_3; \quad (5)$$

для контура компенсационная обмотка — шунтирующее сопротивление

$$\sigma_k \omega_k p \Phi_1 + R_k i_k - r_{ш} i_3 = 0. \quad (6)$$

В уравнениях (3) — (6) приняты следующие обозначения:

$\sigma_y, \sigma_a$  и  $\sigma_k$  — коэффициенты рассеяния обмоток управления, якоря и компенсационной;

$e'_3$  — э. д. с., наведенная за счет результирующего потока  $\Phi_2$ , на продольных щетках;

$c$  — коэффициент пропорциональности между э. д. с.  $e_2, e'_3$  и потоками  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ ;

$r_3 = r_a + r_d + r_k + r_{щ3}$  — сумма активных сопротивлений обмоток якоря, дополнительного полюса, компенсационной и переходного сопротивления щеточного контакта по продольной оси;

$R_k = r_k + r_{ш}$  — общее сопротивление контура компенсационная обмотка — шунтирующее сопротивление;

$f_1(i_2) i_2$  — падение напряжения под щетками поперечной цепи.

В [4, 5] показано, что одной из основных нелинейностей, которые существенно влияют на работу усилителя, является нелинейность сопротивления щеточного контакта  $f_1(i_2)$  по этой причине в уравнение (4) и введена указанная функция  $f_1(i_2)$ . С учетом выражений (1) — (6) система уравнений, описывающих переходный процесс электромашиного усилителя с поперечным полем при работе его на активно-индуктивную нагрузку принимает следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} e_2 &= \frac{c_{12}}{r_y(1+T_1 p)} \left[ U_y - r_y \frac{\omega_p(i_2)}{\omega_y} \left( \frac{c \Phi_2}{S c_{23}} \pm x i_3 \right) - \right. \\ &\quad \left. - r_y \frac{\kappa_c}{\omega_y} c \Phi_2 - r_y \frac{\omega_3}{\omega_y} (1 - \varepsilon) i_3 \right], \\ c \Phi_2 &= \frac{S c_{23}}{r_a(1+ST_a p)} [e_2 - f_1(i_2) i_2 \mp x r_a i_3], \\ i_3 &= \frac{1}{R_3(1+T_{np})} [c \Phi_2 + \frac{\sigma_a \omega_3 p}{c} (1 - \varepsilon) i_2]. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В системе уравнений (7) приняты дополнительные обозначения:

$c_{12}$  и  $c_{23}$  — коэффициенты пропорциональности между  $e_2, e'_3$  и токами  $i_y$  и  $i_2$ ;

$\varepsilon = \frac{r_{ш}}{R_k} \cdot \frac{\omega_k}{\omega_3}$  — степень компенсации продольной реакции якоря ЭМУ;

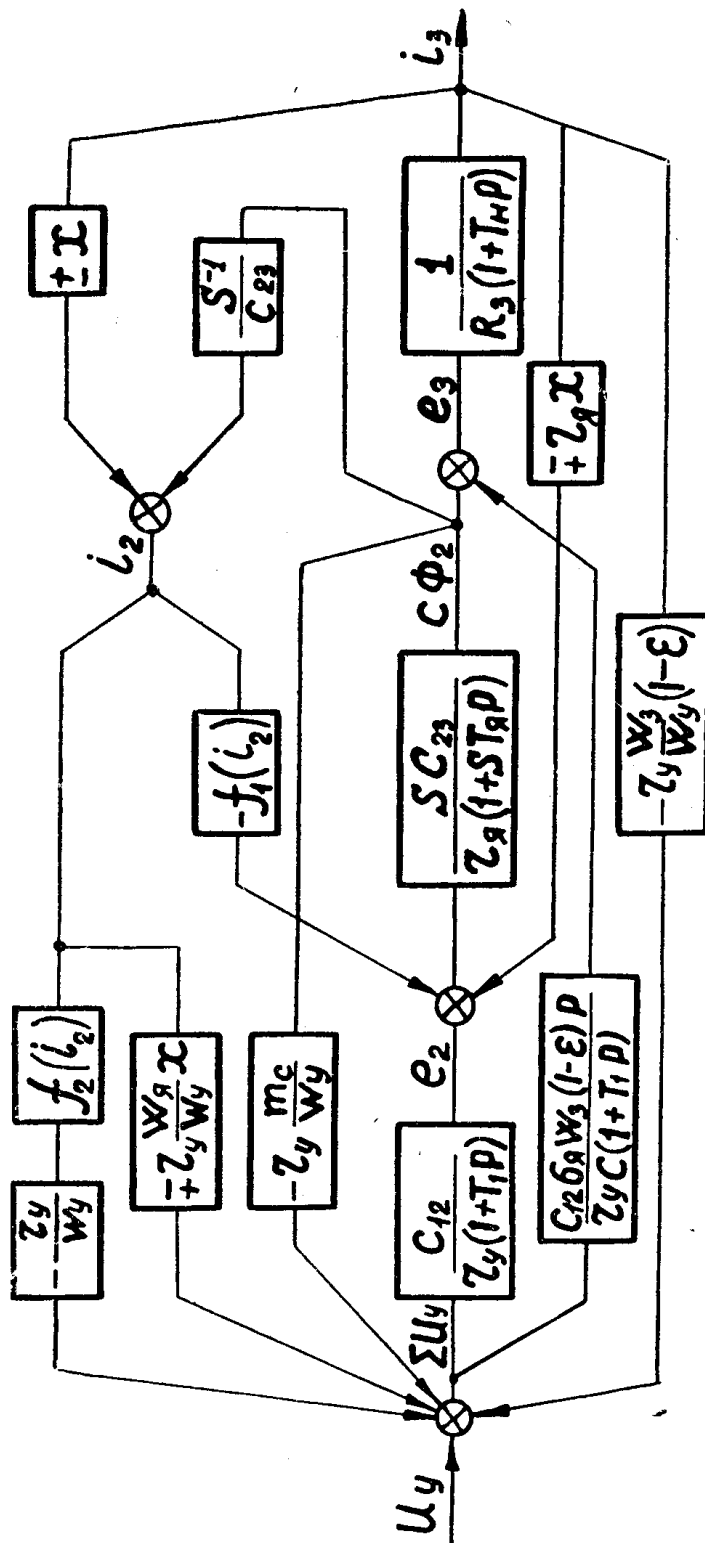


Рис. 2. Структурная схема ЭМУ при работе его на активно-индуктивную нагрузку.

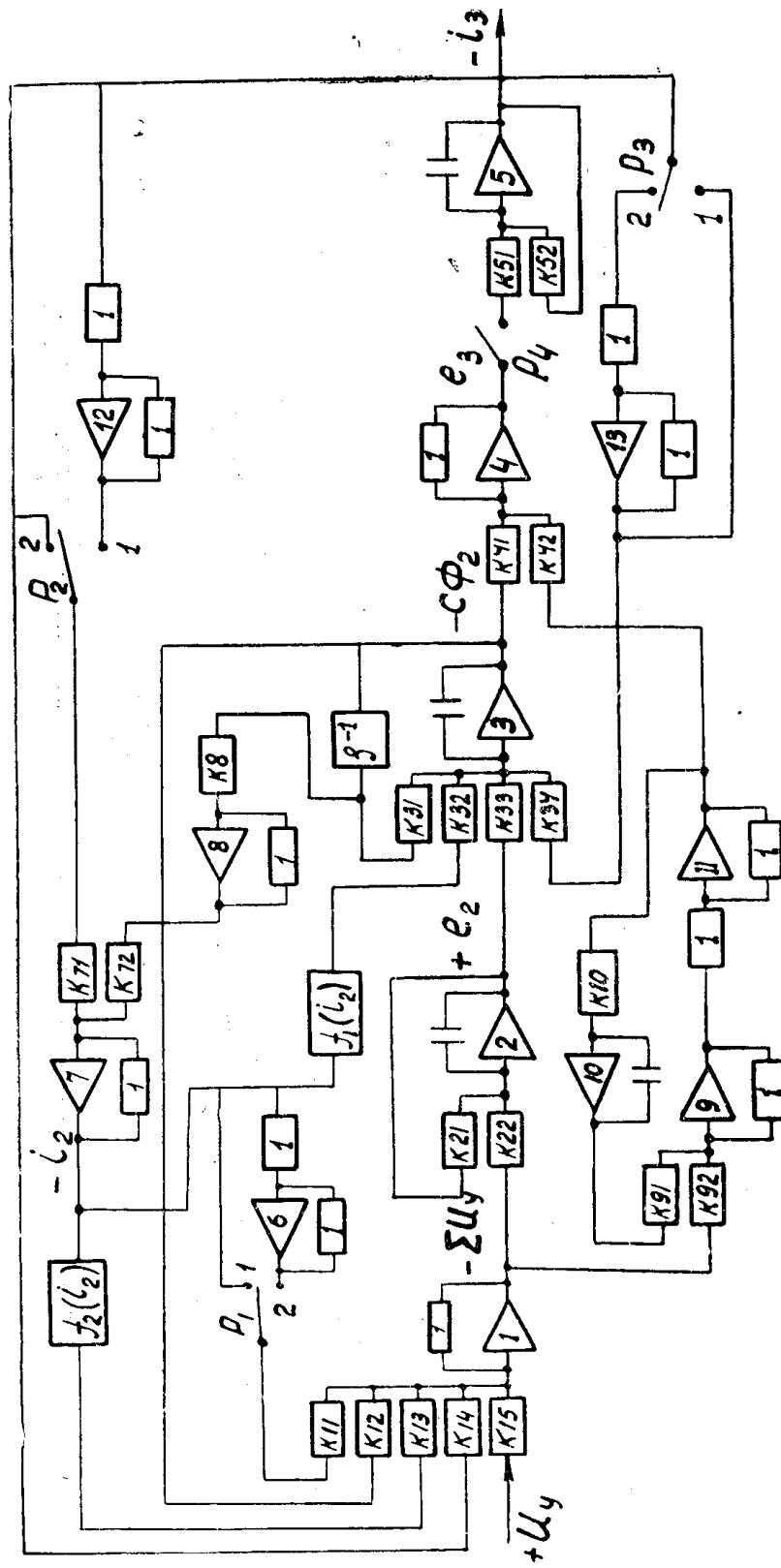


Рис. 3. Схема электронной модели ЭМУ при работе его на активно-индуктивную нагрузку.

$R_3 = r_3 + \frac{r_n r_{ш}}{R_k} + r_n$  — полное активное сопротивление цепи нагрузки.

$T_n = \frac{L_n}{R_3}$  — постоянная времени цепи нагрузки ЭМУ;

$$\omega_p(i_2) = \pm x\omega_n + f_2(i_2);$$

$$\omega_3 = \omega_n - \omega_d.$$

На основании системы уравнений (7) может быть построена структурная схема ЭМУ. Как видно из рис. 2, основная цепь прохождения сигнала управления состоит из последовательно соединенных звеньев: преобразование сигнала управления в э.д.с. второй ступени  $e_2$ ; преобразование э.д.с.  $e_2$  в э.д.с. на продольных щетках усилителя  $e'_3 = c\phi_2$  и преобразование  $e'_3$  в ток нагрузки  $i_3$ . Кроме того, структурная схема содержит ряд жестких и гибких обратных связей, физическая сущность которых видна из рис. 2. Используя систему уравнений (7) или структурную схему, приведенную на рис. 2, можно построить электронную модель ЭМУ при работе на активно-индуктивную нагрузку, которая приведена на рис. 3. Данная модель позволяет исследовать как нагрузочный, так и режим холостого хода усилителя. В последнем случае рубильник  $P_4$  разомкнут. Рубильники  $P_1$ ,  $P_2$  и  $P_3$  ставятся в положение 1 при сдвиге поперечных щеток по направлению и в положение 2 против направления вращения.

В модель введены три основные нелинейности, которые могут существенно влиять на режимы работы усилителя. С помощью данной модели можно исследовать влияние этих нелинейностей на работу усилителя как в статических, так и динамических режимах, определить границы допустимой линеаризации нелинейных параметров исходя из качества переходного процесса. Решение вышеперечисленных вопросов, как известно, аналитическими способами практически невозможно, поэтому использование модели в аналогичных случаях является наиболее рациональным методом исследования. Таким образом, предлагаемая модель ЭМУ позволяет весьма точно и физически наглядно воспроизвести статические и динамические характеристики усилителя и определить влияния отдельных внутренних обратных связей и параметров на эти характеристики и на устойчивость работы усилителя с учетом их нелинейности.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Н. М. Якименко. Электромашинный усилитель как элемент регулирующей системы. Электричество, № 9, 1948.
2. Ф. А. Горяинов. Электромашинные усилители. Госэнергоиздат, 1962.
3. П. С. Сергеев (ред.). Проектирование электрических машин. Госэнергоиздат, 1956.
4. В. В. Рудаков. Электромашинные усилители в системах автоматики. Госэнергоиздат, 1961.
5. В. П. Лагунов. Влияние нелинейности сопротивления щеточного контакта на процесс самовозбуждения электромашинного усилителя с поперечным полем на холостом ходу. Изв. ТПИ, т. 117, Изд. Томского госуниверситета, 1963.