

М. И. БЕЛЫЙ, Е. В. АНТОНЕЦ,
П. Л. ГЛУЗМАН, В. В. КОРНИЛОВ,
Т. С. ФАДЕЕВА

ДИНАМИКА СХЕМЫ СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Для нормальной работы целого ряда устройств важное значение имеет постоянство напряжения питания. С этой целью применяются различные схемы стабилизаторов уровня выходного напряжения питающих генераторов.

Один из возможных вариантов схемы без подвижных и контактных элементов для стабилизации выходного напряжения синхронного генератора приведен на рис. 1.

Это обычная система автоматического регулирования, в которой регулируемой координатой является напряжение статорной цепи U_r воспринимающим устройством — линейный магнитный преобразователь, а выходной координатой — управляющий ток $I_{упр}$ в дополнительной обмотке ротора.

Магнитный преобразователь представляет собой одинаковые системы. Магнитная цепь каждой системы выполняется из ферромагнитного материала в виде полого цилиндра с центрированным внутри круглым сердечником, на концах которого надеты катушки возбуждения и сигнала. Катушки возбуждения имеют неодинаковые числа витков (на рис. 1 они условно показаны идентичными), соединены между собой последовательно и создают встречно направленные магнитные потоки, так что в некотором сечении магнитопроводов результирующие потоки возбуждения равны нулю. Последовательно соединенные катушки сигнала идентичны и создают потоки, направленные согласно, то есть при подаче напряжения в них на одном конце цепи поток возбуждения усиливается, а на другом ослабляется, что приводит к сдвигу магнитной нейтрали в ту или иную сторону. Воздушные зазоры магнитных цепей выполняются равномерными. Это обеспечивает линейность распределения магнитного потока вдоль длины магнитопровода при условии пренебрежения магнитным сопротивлением стали, что в

достаточной степени справедливо для коротких магнитных цепей. Действительно, для данной цепи справедливы уравнения

$$\begin{aligned} -\frac{d\Phi(x)}{dx} &= M(x) \cdot g(x), \\ -\frac{dM(x)}{dx} &= \Phi(x) \cdot z_m(x), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\Phi(x)$ и $M(x)$ — магнитный поток и разность магнитных потенциалов по длине магнитопровода;
 $g(x)$ — удельная магнитная проводимость воздушного зазора;
 $z_m(x)$ — удельное магнитное сопротивление стали магнитопровода.

Учитывая, что $z_m(x) \approx 0$ (магнитное сопротивление воздушного зазора значительно больше сопротивления стали), имеем

$$M(x) \approx \text{const}, \quad (2)$$

то есть принимая во внимание, что $g(x) = \text{const}$,

$$\frac{d\Phi(x)}{dx} \approx \text{const}. \quad (3)$$

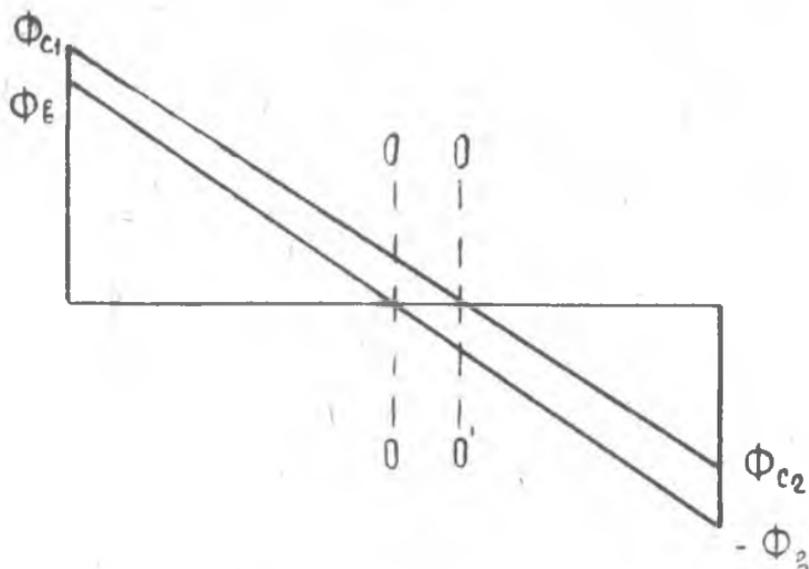


Рис. 2.

Закон распределения магнитного потока и принцип сдвига нейтрали иллюстрирует рис. 2. В средних сечениях магнитных цепей устанавливаются неподвижные рамки, соединенные по схеме суммирования, причем их нагрузкой является входная цепь фазочувствительного выпрямителя.

Использование двух магнитных цепей в схеме преобразователя,

во-первых, устраняет взаимное влияние систем возбуждения и сигнала, что достигается соответствующими направлениями потоков (рис. 1), и, во-вторых, обеспечивает удвоение мощности выходного напряжения.

Система возбуждения магнитного преобразователя подсоединяется к источнику переменного напряжения U_B , изменяющегося синхронно с регулируемым напряжением U_r , поступающим в систему сигнала. Катушки сигнала рассчитываются таким образом чтобы при подаче номинального значения напряжения U_r магнитная нейтраль стремилась занять среднее положение. Точная настройка схемы на номинал осуществляется с помощью регулировочного сопротивления $R_{рег}$, шунтирующего две сигнальные катушки. При отклонении уровня регулируемого напряжения от номинала в ту или иную сторону будет соответственно смещаться нейтраль от среднего сечения (рис. 3), то есть на выходе преобразователя появится напряжение определенной фазы.

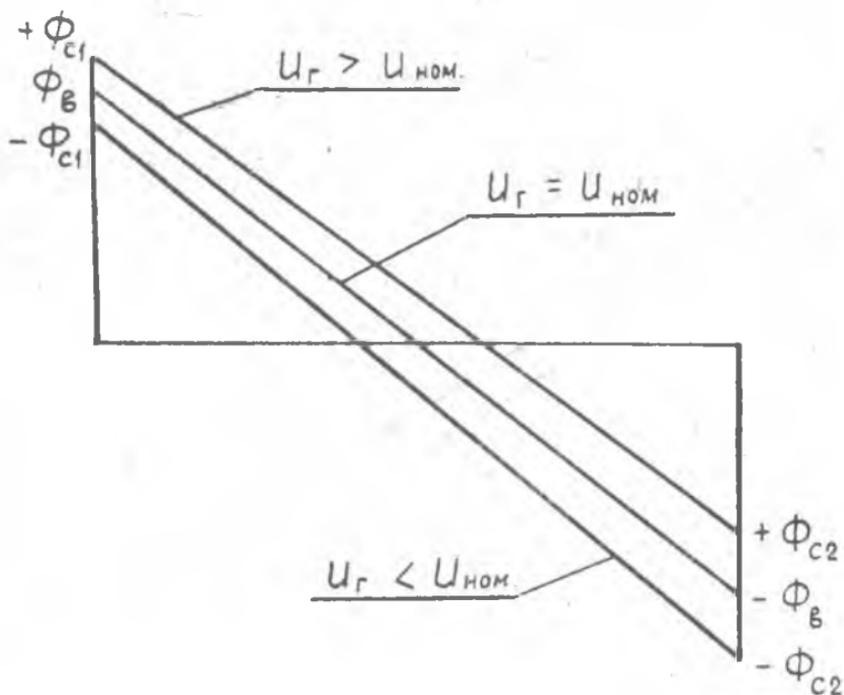


Рис. 3.

Выходной сигнал преобразователя после выпрямления подается в управляющие обмотки W_y дифференциального магнитного усилителя с выходом на постоянном токе, нагрузкой которого является дополнительная роторная обмотка генератора.

При отклонении регулируемого напряжения от номинала в цепи этой обмотки течет управляющий ток того или иного направления, создающий магнитный поток, усиливающий или ослабляющий по-

ток основной обмотки возбуждения, в результате чего величина выходного напряжения генератора возвращается к номиналу.

Структурная схема контура регулирования выходного напряжения генератора представлена на рис. 4. Передаточные функции звеньев системы получены в предположении, что все ее элементы линейны при работе в режиме малых отклонений. Такой режим является неременным условием работы любой системы регулирования, выполняющей свою задачу с необходимой степенью точности.

По структурной схеме легко записать передаточную функцию разомкнутой системы

$$W(p) = \frac{k_{\text{пр.}} a_{\text{тк}} T_{\text{Ia}} k_{\text{му}} \gamma k_p}{(T_{\text{тр.}} p + 1)(T^2 p^2 + T_{\text{му}} p + 1)(\gamma T_{\text{ср}} + 1)}, \quad (4)$$

являющуюся исходной при исследовании динамики.

Параметры, входящие в выражение (4), определяются через параметры электрической схемы и имеют следующие значения:

$$T_1 = \frac{L_1 + 2L_{\text{рм}}}{r_1 + 2r_{\text{рм}}} - \text{постоянная времени первичной обмотки трансформатора } T_{\text{р}} \text{ I и рамок магнитного преобразователя (сек);}$$

где $L_1, L_{\text{рм}}, r_1, r_{\text{рм}}$ — соответственно индуктивности и активные сопротивления первичной обмотки трансформатора и рамок,

$$T_2 = \frac{L_2}{r_2} \text{ (сек)} - \text{постоянная времени вторичной обмотки,}$$

где L_2 и r_2 — индуктивность и активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора;

$$T_{\text{тр}} = T_1 + T_2 \text{ (сек)} - \text{постоянная времени трансформатора } T_{\text{р}} \text{ I;}$$

$$T = \frac{W_y}{W_p} \sqrt{\frac{1}{4f} \cdot \frac{L_{\text{ок}}}{R_y}} \text{ (сек)} - \text{постоянная времени компенсационной обмотки генератора, сек,}$$

где f — частота питающего напряжения $U_{\text{в}}$;
 $L_{\text{ок}}$ и R_y — индуктивность компенсационной обмотки генератора и активное сопротивление цепи управления магнитного усилителя;

$$T_{\text{му}} = \frac{1}{4f} \cdot \frac{W_y^2}{W_p^2} \frac{R_{\text{ок}}}{R_y} \text{ (сек)} - \text{постоянная времени магнитного усилителя,}$$

$$T_{\text{с}} = \frac{L_{\text{с}}}{r_{\text{с}}} - \text{постоянная времени системы сигнала,}$$

где $L_{\text{с}}$ и $r_{\text{с}}$ — индуктивность и активное сопротивление системы сигнала магнитного преобразователя;

$$k_{\text{пр.}} = \frac{\omega W_{\text{рм}} W_{\text{с}}}{R_{\text{в}} \cdot r_{\text{с}}} - \text{коэффициент усиления магнитного преобразователя,}$$

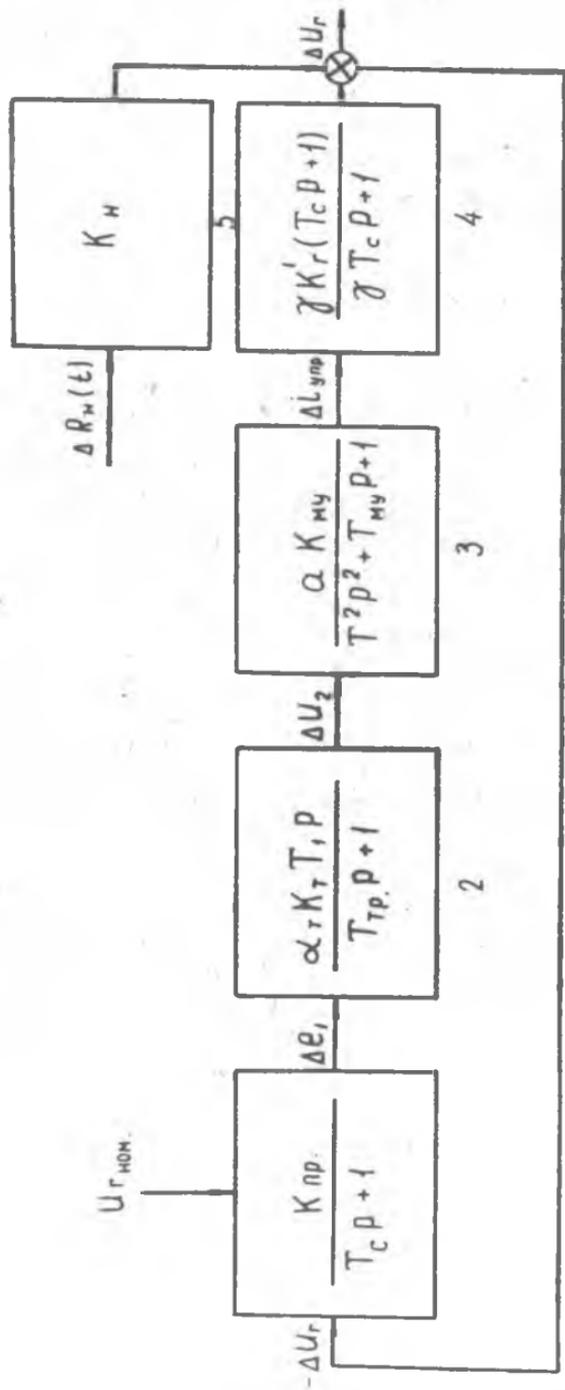


Рис. 4.

где ω — угловая частота питающего напряжения;
 $W_{рм}$ и W_c — числа витков рамки и катушки сигнала преобразователя;
 R_b — магнитное сопротивление воздушного зазора преобразователя;

$\alpha_r = \frac{R_y}{r_2 + R_y}$ — коэффициент деления выходного напряжения трансформатора T_p . 1;

$k_r = \frac{W_2}{W_1}$ — коэффициент трансформации T_p . 1;

$k_{му} = \frac{W_y}{W_p R_y}$ (1/ом) — коэффициент усиления магнитного усилителя;

$a = \frac{1}{2} U_b \cos \varphi$ — коэффициент передачи фазочувствительного выпрямителя;

$k_r' = C_r C_r' W_{ок}$ (ом) — коэффициент усиления генератора по току управления,

где C_r и C_r' — коэффициенты пропорциональности;
 $W_{ок}$ — число витков компенсационной обмотки ротора;

$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{R_{ст}}{\alpha(r_c + \beta R_{пер})}}$ — коэффициент деления выходного напряжения генератора,

где $R_{ст}$ — линейное активное сопротивление статорной цепи;

$\alpha = \frac{2r_c}{2r_c + \beta R_{пер}}$; β — относительное смещение щетки регулирующего сопротивления.

При выводе передаточных функций сопротивления выпрямительных мостов приняты пренебрежимо малыми, а коэффициенты передачи взяты равными единице.

Для определения условий, налагаемых на параметры требованием устойчивости рассматриваемой системы регулирования, следует воспользоваться критерием Раута — Гурвица, который, как известно, дает и необходимые и достаточные условия устойчивости.

Характеристическое уравнение замкнутой рассматриваемой системы имеет вид

$$D(p) = a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4 = 0, \quad (5)$$

причем коэффициенты его равны

$$a_0 = T_{тр} \cdot T^2 \cdot \gamma T_c, \text{ сек}^4;$$

$$a_1 = (T^2 + T_{тр} T_{му}) \gamma T_c + T_{тр} T^2 \text{ (сек}^3\text{)};$$

$$a_2 = (\gamma T_c T_{\text{мy}} + \gamma T_c T_{\text{тp}} + T^2 + T_{\text{мy}} T_{\text{тp}}) \text{ (сек}^2\text{);}$$

$$a_3 = (\gamma T_c + T_{\text{мy}} + T_{\text{тp}} + a K_{\text{нр}} \alpha_{\text{т}} k_{\text{т}} T_1 k_{\text{мy}} \gamma k_{\text{г}}) \text{ (сек);}$$

$$a_4 = 1.$$

Применение указанного критерия устойчивости дает четыре неравенства, которые должны быть учтены при расчете данной системы:

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & 0 \\ 0 & a_1 & a_2 & a_4 \end{vmatrix} > 0;$$

$$\Delta_1 = a_1 > 0;$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} > 0;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} > 0.$$

По структурной схеме (рис. 4) запишем передаточную функцию замкнутой системы регулирования при изменении сопротивления нагрузки генератора на величину $\Delta R_{\text{н}}$ (t):

$$W_f(p) = \frac{k_{\text{н}} (\gamma T_c p + 1) (T^2 p^2 + T_{\text{мy}} p + 1) T_{\text{тp}} p + 1}{(\gamma T_c p + 1) (T^2 p^2 + T_{\text{мy}} p + 1) (T_{\text{тp}} p + 1) + k_{\text{нр}} \alpha_{\text{т}} k_{\text{т}} T_1 a k_{\text{мy}} \gamma k_{\text{г}} p} \quad (6)$$

где

$$k_{\text{н}} = \frac{R_{\text{ст}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{ст}}} \cdot \frac{U_{\text{Г ном}}}{R_{\text{н ном}}} \quad (a);$$

$R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки на одну линию.

В результате получим дифференциальное уравнение системы для изменения напряжения $\Delta U_{\text{Г}}$ при изменении нагрузки скачкообразно на величину $\Delta R_{\text{н}}$:

$$(a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4) \Delta U_{\text{Г}} = (b_0 p^4 + b_1 p^3 + b_2 p^2 + b_3 p + b_4) \Delta R_{\text{н}}, \quad (7)$$

где

$$b_0 = T_{\text{тp}} \cdot T^2 \gamma T_c k_{\text{н}} (a \cdot \text{сек}^4);$$

$$b_1 = [(T^2 + T_{\text{тp}} T_{\text{мy}}) \gamma T_c + T_{\text{тp}} T^2] k_{\text{н}} (a \cdot \text{сек}^3);$$

$$b_2 = (\gamma T_c T_{\text{мy}} + \gamma T_c T_{\text{тp}} + T^2 + T_{\text{мy}} T_{\text{тp}}) k_{\text{н}} (a \cdot \text{сек}^2);$$

$$b_3 = (\gamma T_c + T_{\text{мy}} + T_{\text{тp}}) k_{\text{н}} (a \cdot \text{сек});$$

$$b_4 = k_{\text{н}} (a).$$

В (7) значения коэффициентов a_i прежние.

При исследовании динамики данной системы представляет интерес выбор параметра $K_{\text{му}}$ из условия минимума интегральной квадратичной ошибки

$$I = \int_0^{\infty} [\Delta U_{\Gamma}(t) - \Delta U_{\Gamma}(\infty)]^2 dt. \quad (8)$$

Как известно [3], интеграл (8) можно вычислить по коэффициентам уравнения (7), используя формулу

$$I = \frac{1}{2a_4^2 \Delta} (B_4' \Delta_4 + B_3' \Delta_3 + B_2' \Delta_2 + B_1' \Delta_1) - \frac{b_4' b_3'}{a_4^2}, \quad (9)$$

где для нашего случая имеем

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_4 - a_2 & a_0 & 0 & 0 \\ 0 & a_3 - a_1 & 0 & 0 \\ 0 - a_4 & a_2 - a_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_4 (a_1 a_2 a_3 - a_0 a_3^2 - a_1^2 a_4);$$

$$B_4' = B_2' = B_1' = b_4' = b_3' = 0;$$

$$B_3' = b_0^2 \left[\frac{b_3}{b_0} - \frac{a_3}{a_0} \right]^2 = (b_3 - k_H a_3)^2;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_4 & a_3 & a_0 & 0 \\ 0 & a_4 - a_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_2 - a_0 & 0 \\ 0 & 0 & -a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_4^2 (a_1 a_2 - a_0 a_3).$$

Преобразуя выражение (9), получим

$$I = \frac{(b_3 - k_H a_3)^2 (a_1 a_2 - a_0 a_3)}{2a_4 (a_1 a_2 a_3 - a_0 a_3^2 - a_1^2 a_4)}. \quad (10)$$

Искомым параметром, минимизирующим I , является коэффициент a_3 , зависящий от $K_{\text{му}}$. Пользуясь условием экстремума функции $I(a_3)$

$$\frac{\partial I(a_3)}{\partial a_3} = 0,$$

получим алгебраическое уравнение третьей степени относительно $z = a_3$, корнем которого является искомое оптимальное z :

$$\begin{aligned} a_0^2 z^3 + 3a_0 \left(a_1 a_2 - \frac{b_3}{k_H} a_0 \right) z^2 + \left(\frac{b_3}{k_H} a_0 a_1 a_2 - \right. \\ \left. - 3a_1^2 a_2^2 - a_0 a_1^2 a_4 - 3 \frac{b_3}{k_H} a_0 + 3a_0 \right) z + \\ \left. + 2a_1^3 a_2 a_4 - \frac{b_3}{k_H} a_1^2 (a_0 a_4 - a_2^2) = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Если при подстановке численных значений окажется, что корень уравнения (11) физически неосуществим в виде коэффициента усиления магнитного усилителя, можно исследовать выражение (10) графически и выбрать на кривой $I(a_3)$ приемлемое значение I_{\min} , дающее реальное $a_{3\min}$. Тогда

$$k_{\text{му опт}} = \frac{a_{3\min} - (\gamma T_c + T_{\text{му}} + T_{\text{тр}})}{a k_{\text{пр}} \alpha_T k_T T_1 \gamma k'_r}. \quad (12)$$

Колебания амплитудных значений напряжения U_B не оказывают влияния на точность стабилизации, так как в преобразователе магнитные потоки от системы возбуждения направлены встречно, то есть положение магнитной нейтрали не изменяется, а в схеме фазочувствительного выпрямителя это напряжение лишь играет роль «ключа». Особо следует подчеркнуть необходимость в синфазности выходного напряжения преобразователя и опорного напряжения U_B фазочувствительного выпрямителя, добиться которой практически не представляет трудности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. Ф. Куликовский. «Индуктивные измерители перемещения», Госэнергоиздат, 1961.
2. М. А. Розенблат. «Бесконтактные магнитные устройства «автоматики». Издательство Академии Наук СССР, 1961.
3. А. А. Красовский, Г. С. Поспелов. «Основы автоматики и технической кибернетики», ГЭИ, 1962.
4. В. М. Шляндин. «Основы автоматики». Госэнергоиздат, 1958.