

## ПОЛУЧЕНИЕ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ, СОДЕРЖАЩЕЙ ИОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

В. А. КОЧЕГУРОВ, А. А. ТЕРЕЩЕНКО

Для получения электромагнитных полей в большинстве мощных ускорителей заряженных частиц широко применяются импульсные источники тока, принцип работы которых основан на медленном накоплении энергии в конденсаторах с последующей быстрой передачей энергии в нагрузку.

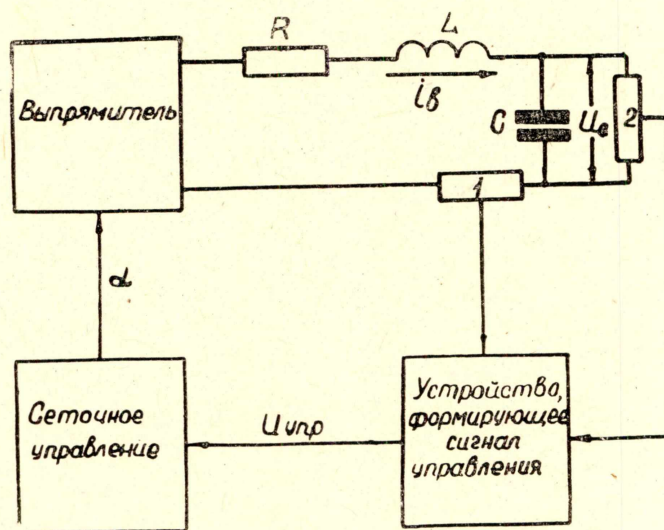


Рис. 1

На рис. 1 представлена блок-схема такой установки. Схема содержит трехфазный мостовой выпрямитель, батарею электрических конденсаторов, цепи обратных связей, обеспечивающие стабилизацию предзарядного напряжения на конденсаторах и неизменный по амплитуде ток заряда путем управления выпрямителем по сеткам.

Для того, чтобы проанализировать динамическую характеристику и переходный процесс такой замкнутой импульсной системы автоматического регулирования с периодически меняющимися параметрами, необходимо получить ее передаточную функцию.

Теории импульсных систем автоматического регулирования посвящены работы [1, 2, 3] и др., однако эта теория не дает готового метода для исследования динамики описанной системы.

Для получения передаточной функции системы импульсного регулирования с переменными параметрами использованы методы, изложенные в работах [3, 4, 5].

Эти методы дают возможность рассматривать выпрямитель как некоторый условный генератор (рис. 1), имеющий э. д. с., равную  $\frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \cos \alpha$ , среднее значение внутреннего активного сопротивления

$$R = \frac{2r_{\text{тр}} \left( \frac{\pi}{2} - \gamma \right) + \frac{3}{2} r_{\text{тр}} \gamma}{\frac{\pi}{3}}$$

и индуктивности

$$L = \frac{2L_s \left( \frac{\pi}{3} - \gamma \right) + \frac{3}{2} L_s \gamma}{\frac{\pi}{3}},$$

где

$L_s$  и  $r_{\text{тр}}$  — приведенные индуктивность и активное сопротивление трансформатора,

$\gamma$  — угол коммутации.

При составлении уравнений, определяющих процесс регулирования, допустим сначала, что система регулирования разомкнута, и найдем значение сигнала управления, возникающего под влиянием тока заряда (эквивалентной э. д. с. выпрямителя) и напряжения на емкости, изменяющихся по произвольному ступенчатому закону:

$$U_{\text{упр}(p)} = - \frac{R_{(p)}}{D_{(p)}} L_{b(p)} + \frac{N_{(p)}}{M_{(p)}} \Delta U_{c(p)}, \quad (1)$$

где  $\frac{R_{(p)}}{D_{(p)}}$  и  $\frac{N_{(p)}}{M_{(p)}}$  — операторы регулятора тока и напряжения.

Преобразуем уравнение (1), для чего заменим

$$\Delta u_{c(p)} = \frac{1}{i_{b(p)} \cdot C_p}, \quad (2)$$

тогда

$$u_{\text{упр}(p)} = - i_{b(p)} \left[ \frac{R_{(p)}}{D_{(p)}} - \frac{N_{(p)}}{M_{(p)}} \frac{1}{C_p} \right]. \quad (3)$$

Входящий в правую часть уравнения ток  $i_{b(p)}$  может быть найден из схемы замещения (рис. 1):

$$i_{b(p)} = - \frac{C_p [e_{(p)} - u_{c(p)}]}{CLp^2 + rCp + 1}. \quad (4)$$

Уравнение (3) с учетом уравнения (4) может быть записано:

$$u_{\text{упр}(p)} = - \frac{C_p [e_{(p)} - u_{c(p)}]}{CLp^2 + rCp + 1} \left[ \frac{R_{(p)}}{D_{(p)}} - \frac{N_{(p)}}{M_{(p)}} \frac{1}{C_p} \right], \quad (5)$$

где  $e_{(p)}$  и  $u_{c(p)}$  — операторы э. д. с. выпрямителя и напряжения на накопителе.

Обозначим  $CLp^2 + rCp + 1 = A(p)$  и преобразуем уравнение (5);

$$u_{\text{упр}}(p) = - \left[ \frac{C(p) \cdot R(p) \cdot M(p) - N(p) \cdot D(p)}{A(p) \cdot M(p) \cdot D(p)} \right] e(p) + \left[ \frac{C(p) \cdot R(p) \cdot M(p) - N(p) \cdot D(p)}{A(p) \cdot M(p) \cdot D(p)} \right] u_c(p). \quad (6)$$

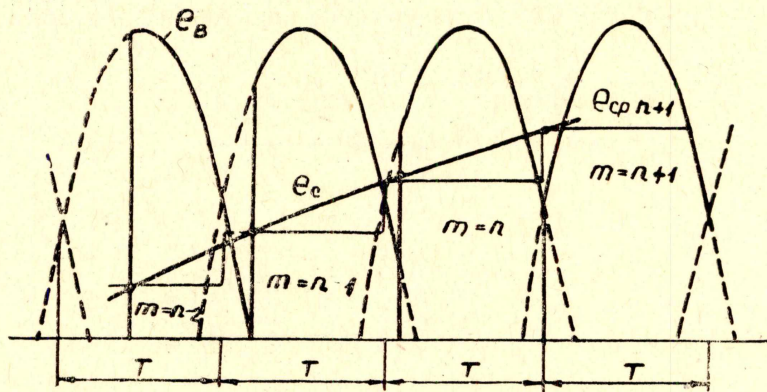


Рис. 2

Запишем это уравнение применительно к ступенчатому изменению  $e(p)$  и  $u_c(p)$ , для чего необходимо перейти от операторных зависимостей к временным. Значение сигнала управления регулятора в начале  $n$ -го интервала (рис. 2) определится выражением:

$$u_{\text{упр}}(n) = \sum_{m=0}^n e(m) \left\{ \frac{C(0) \cdot R(0) \cdot M(0) \cdot N(0) \cdot D(0)}{A(0) \cdot M(0) \cdot D(0)} + \sum_{\kappa=1}^l \frac{C(p_\kappa) \cdot R(p_\kappa) \cdot M(p_\kappa) - N(p_\kappa) \cdot D(p_\kappa)}{[A(p_\kappa) \cdot D(p_\kappa) \cdot M(p_\kappa)]' p_\kappa} \times \right. \\ \left. \times e^{p_\kappa(n-m)T} \right\} - \sum_{m=0}^{n-1} e(m) \left\{ \frac{C(0) \cdot R(0) \cdot M(0) - N(0) \cdot D(0)}{A(0) \cdot M(0) \cdot D(0)} + \sum_{\kappa=1}^l \frac{C(p_\kappa) \cdot R(p_\kappa) \cdot M(p_\kappa) - N(p_\kappa) \cdot D(p_\kappa)}{[A(p_\kappa) \cdot D(p_\kappa) \cdot M(p_\kappa)]' p_\kappa} \times \right. \\ \left. \times e^{p_\kappa(n-m-1)T} \right\} + \sum_{m=0}^n u_c(m) \left\{ \frac{C(0) \cdot R(0) \cdot M(0) - N(0) \cdot D(0)}{A(0) \cdot M(0) \cdot D(0)} + \sum_{\kappa=1}^l \frac{C(p_\kappa) \cdot R(p_\kappa) \cdot M(p_\kappa) - N(p_\kappa) \cdot D(p_\kappa)}{[A(p_\kappa) \cdot D(p_\kappa) \cdot M(p_\kappa)]' p_\kappa} \times \right. \\ \left. \times e^{p_\kappa(n-m)T} \right\} - \sum_{m=0}^{n-1} u_c(m) \left\{ \frac{C(0) \cdot R(0) \cdot M(0) - N(0) \cdot D(0)}{A(0) \cdot M(0) \cdot D(0)} + \sum_{\kappa=1}^l \frac{C(p_\kappa) \cdot R(p_\kappa) \cdot M(p_\kappa) - N(p_\kappa) \cdot D(p_\kappa)}{[A(p_\kappa) \cdot D(p_\kappa) \cdot M(p_\kappa)]' p_\kappa} \times \right. \\ \left. \times e^{p_\kappa(n-m-1)T} \right\}, \quad (7)$$

где

$T$  — длительность одного интервала,

$p_\kappa$  — корни уравнения  $A(p) \cdot M(p) \cdot D(p) = 0$ ,

$e(m)$  и  $u_c(m)$  — оригиналы операторов  $e(p)$  и  $u_c(p)$ .

Действие сигнала управления, регулирующего устройства, проявляется в ускорении или задержке зажигания вентилей выпрямителя.

Ступенчатый характер  $e_{(p)}$  и  $u_{c(p)}$  и дискретное воздействие регулирующего устройства позволяют использовать методы расчета устойчивости импульсных систем регулирования [1].

Используя дискретное преобразование Лапласа для уравнения (7), получим

$$u_{\text{упр}}^*(q) = -W_1^*(q) e_{(q)}^* + W_2^*(q) u_c^*(q), \quad (8)$$

где

$$q = pT;$$

$u_{\text{упр}}^*(q)$ ,  $e_{(q)}^*$ ,  $u_c^*(q)$  — дискретные операторы сигнала управления

$$u_{\text{упр}}[n] \text{ и } e[n], u_c[n];$$

$$W_1^*(q) = \sum_{\kappa=1}^l \frac{C_{(q_\kappa)} R_{(q_\kappa)} M_{(q_\kappa)} - N_{(q_\kappa)} D_{(q_\kappa)}}{[A_{(q_\kappa)} \cdot D_{(q_\kappa)} \cdot M_{(q_\kappa)}]' q_\kappa} \cdot \frac{e^q - 1}{e^q - e^{q_\kappa}};$$

$$W_2^*(q) = \sum_{\kappa=1}^l \frac{C_{(q_\kappa)} \cdot R_{(q_\kappa)} \cdot M_{(q_\kappa)} - N_{(q_\kappa)} D_{(q_\kappa)}}{[A_{(q_\kappa)} \cdot D_{(q_\kappa)} \cdot M_{(q_\kappa)}]' q_\kappa} \cdot \frac{e^q - 1}{e^q - e^{q_\kappa}} \cdot \frac{C_{(0)} \cdot R_{(0)} \cdot M_{(0)} - N_{(0)} D_{(0)}}{A_{(0)} D_{(0)} M_{(0)}};$$

$$q_\kappa = p_\kappa \cdot T.$$

Уравнение (8) дает зависимость сигнала управления от ступенчатой э. д. с.  $e_{(q)}^*$  и  $u_c^*(q)$ .

При замыкании системы регулирования, когда сигнал управления воздействует на систему, величина эквивалентной э. д. с. будет складываться из внешних возмущений и тех изменений э. д. с., которые возникают под действием регулятора:

$$\left. \begin{aligned} e[n] &= u_{1 \text{ возм}}[n] + u_p[n] \\ u_c[n] &= u_{2 \text{ возм}}[n] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Сигналу управления соответствует некоторое отклонение угла  $\alpha[n]$  от стационарного значения  $\alpha[0]$  до начала переходного процесса

$$\Delta \alpha[n] = \kappa_1 u_{\text{упр}}[n], \quad (10)$$

где

$$\Delta \alpha[n] = \alpha[n] - \alpha[0]; \quad (11)$$

$\kappa_1$  — определяет крутизну характеристики системы сеточного управления. Зависимость угла управления от сигнала управления является линейной.

Изменение э. д. с. выпрямителя, соответствующее приращению угла  $\Delta \alpha[n]$ , запишется

$$u_p[n] = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \{ \cos \alpha[n] - \cos \alpha[0] \} \approx$$

$$\approx -\frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \cdot \sin \alpha[0] \Delta \alpha[n] = -\kappa_2 \cdot \sin \alpha[0] \Delta \alpha[n]. \quad (12)$$

Подставляя в уравнение (9) значение (12) и применив преобразования Лапласа, получим

$$e_{(q)}^* = u_{\text{возм}}^*(q) - \kappa_1 \kappa_2 \sin \alpha[0] \cdot u_{\text{упр}}^*(q). \quad (13)$$

Решение совместно уравнений (13) и (8) дает уравнение замкнутой системы регулирования:

$$e_{(q)}^* \frac{u_{1 \text{ возм } (q)}^* + u_{2 \text{ возм } (q)}^* \cdot \kappa_1 \kappa_2 \cdot \sin \alpha [0] W_{2(q)}^*}{1 + \kappa_1 \kappa_2 \sin \alpha [0] \cdot W_{1(q)}^*}. \quad (14)$$

Для оценки устойчивости системы регулирования необходимо провести исследование знаменателя уравнения (14) в соответствии с общей теорией. Анализ устойчивости может быть выполнен с помощью амплитудно-фазовых характеристик [1].

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Я. З. Цыпкин. Теория линейных импульсных систем. Изд. физ-мат. литературы, 1963.
  2. Л. Т. Кузин. Расчет и проектирование дискретных систем управления. Машгиз, 1962.
  3. А. А. Булгаков. Основы динамики управляемых вентильных систем. Изд. АН СССР, 1963.
  4. А. В. Поссе. Обоснование замены выпрямителя эквивалентным генератором для расчета переходных процессов. Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, № 4, 1965.
  5. А. М. Рейдер. Анализ устойчивости систем регулирования передачи постоянного тока Кашира—Москва. Изв. НИИ П. Т., сб., № 1, Госэнергоиздат, 1957.
-