

К ВОПРОСУ АНАЛИЗА ЦЕПЕЙ КОРРЕКЦИИ ПРИВодОВ МУС-Д

В. А. СЕВАСТЬЯНОВ, А. П. ИНЕШИН, А. И. ЕСИН

(Рекомендовано научным семинаром кафедры ЭПП Томского
политехнического института)

Разработка и выпуск комплектных приводов широкого диапазона регулирования скорости с силовыми магнитными усилителями с самонасыщением (МУС), их лабораторные исследования и промышленные испытания позволяют в настоящее время сделать ряд выводов относительно особенностей коррекции приводов указанного типа. Этот вопрос представляет значительный интерес еще и потому, что в известных схемах аналогичных приводов зарубежных фирм АЕГ и др., где применяется отрицательная обратная связь по скорости двигателя с помощью тахогенератора, а в качестве последовательного каскада усиления используются серийные транзисторные усилители постоянного тока, цепи коррекции не показаны [1].

В приводах отечественного производства [2] вопросы коррекции и стабилизации решаются посредством применения структур, широко апробированных в регулируемых приводах с электромашинными усилителями (ЭМУ).

Однако МУС принципиально отличается от ЭМУ передаточной функцией, включающей, в частности, звено запаздывания, дискретным характером работы и нереверсивностью из-за наличия в силовой цепи. Поэтому заслуживает внимания вопрос разработки стабилизации применительно к системам с МУС.

Динамические свойства нескорректированной системы определяются из анализа передаточной функции разомкнутой системы привода (рис. 1 а или б)

$$W(p) = \frac{K_{ппу} \cdot K_{му} \cdot e^{-p\tau} \cdot K_d \cdot \gamma}{(1 + pT_{му})(1 + pT_m + p^2 T_m T_я)}, \quad (1)$$

где $K_{му}$, $K_{ппу}$ — соответственно коэффициенты усиления МУС и ППУ;
 $K_d = K_{д1} \cdot K_{д2}$; γ — коэффициенты передачи электродвигателя и ТГ;
 $T_{му}$; T_m ; $T_я$ — постоянные времени, характеризующие МУС и двигатель;

τ — постоянное запаздывание в полупериод несущей частоты, которым в замкнутых САУ пренебрегать нельзя.

Частота среза ω_c и возможный по условию устойчивости статический коэффициент усиления такой системы определяются из анализа выражений для модуля $A(\omega)$ и фазы $\varphi(\omega)$, ее амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ). Система имеет угол запаздывания 180° на частоте, для которой:

$$\varphi(\omega) = \pi = \omega_c \tau + \arctg \omega_c T_{\text{му}} + \arctg \frac{\omega_c T_{\text{м}}}{1 - T_{\text{м}} T_{\text{я}} \omega_c^2} \quad (2)$$

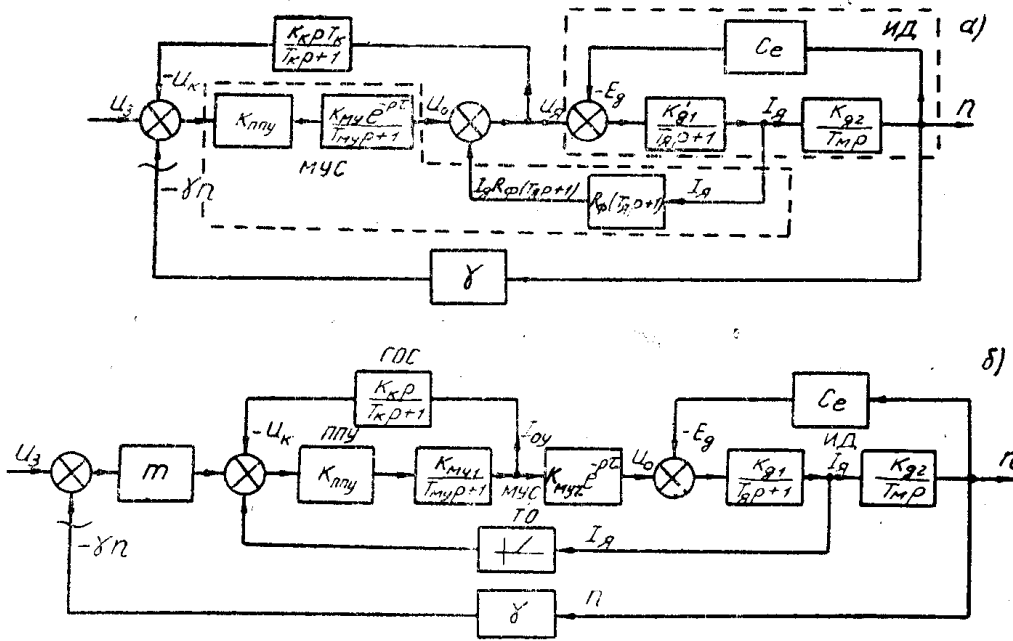


Рис. 1

При этом по условию устойчивости аналитическая запись критерия Найквиста будет:

$$A(\omega) = \frac{K_{\text{ппу}} \cdot K_{\text{му}} \cdot K_{\text{д}} \cdot \gamma}{\sqrt{1 + (\omega_c T_{\text{му}})^2} \cdot \sqrt{(1 - \omega_c^2 T_{\text{м}} T_{\text{я}})^2 + (T_{\text{м}} \omega_c)^2}} \leq 1. \quad (3)$$

Принимая, что частота среза разомкнутой системы не превышает резонансной используемого двигателя, при которой вещественная часть его частотной характеристики равна нулю, можно выражение (3) преобразовать в вид:

$$\frac{K_{\text{ппу}} \cdot K_{\text{му}} \cdot K_{\text{д}} \cdot \gamma}{\omega_c \cdot T_{\text{м}} \cdot \sqrt{(\omega_c \cdot T_{\text{му}})^2}} \leq 1, \quad (4)$$

где $\omega_c T_{\text{му}} \gg 1$, а $\omega_c \approx \omega_{180} \approx \frac{1}{\sqrt{T_{\text{м}} T_{\text{я}}}}$.

Решая (4) относительно возможной по условию устойчивости величины критического коэффициента усиления, получим:

$$K = K_{\text{ппу}} \cdot K_{\text{му}} \cdot K_{\text{д}} \cdot \gamma \leq \frac{T_{\text{му}}}{T_{\text{я}}}. \quad (5)$$

что свидетельствует о низких динамических и статических свойствах нескорректированных систем МУС-Д, способных обеспечить небольшой диапазон регулирования скорости. Одним из обязательных условий при расширении диапазона регулирования скорости исполнительного двигателя является применение цепей коррекции [3], что позволяет реализовать большой коэффициент усиления САР без потери ее устойчивости. Так, например, в приводах серий ППМУ для диапазона регулирования $100 \div 1$ с целью обеспечения устойчивости работы привода в схему вводится [2] параллельная коррекция — цепь RC, охватывающая преобразователь — МУС и ППУ. Структурная схема этой САР приведена на рис. 1 а.

Передаточная функция скорректированной разомкнутой САР имеет вид:

$$W(p) = \frac{W_n(p)}{1 + W_n(p) \cdot W_k(p)} \cdot W_d(p), \quad (6)$$

где $W_k(p)$; $W_n(p)$; $W_d(p)$ — соответственно передаточные функции корректирующего звена, преобразователя и электродвигателя.

Для устойчивой системы при $W_n(p) \cdot W_k(p) \gg 1$ в полосе пропускания частот САР, единицей в знаменателе выражения (6) можно пренебречь и тогда:

$$W(p) = \frac{W_d(p)}{W_k(p)}, \text{ т. е. динамическая характеристика}$$

преобразователя стабилизируется цепью коррекции.

Для последовательного введения сигнала стабилизирующего звена в контур сравнения (рис. 2) можно получить выражение для входного тока промежуточного усилителя в операторной форме

$$I_{вх}(p) = \frac{U_{вх}(p)}{R_{вх}} = \frac{U_2(p) - E_{тг} - \frac{K_k p T_k U_я(p)}{1 + p T_k}}{r_{тг} + R_c + r_{вх} + R_{п} \cdot \alpha (1 - \alpha)}, \quad (7)$$

$$\text{где } T_k = C_k (R_k + R_c); \quad \alpha = \frac{R_1}{R_{п}}; \quad K_k = \frac{R_c}{R_k + R_c} < 1.$$

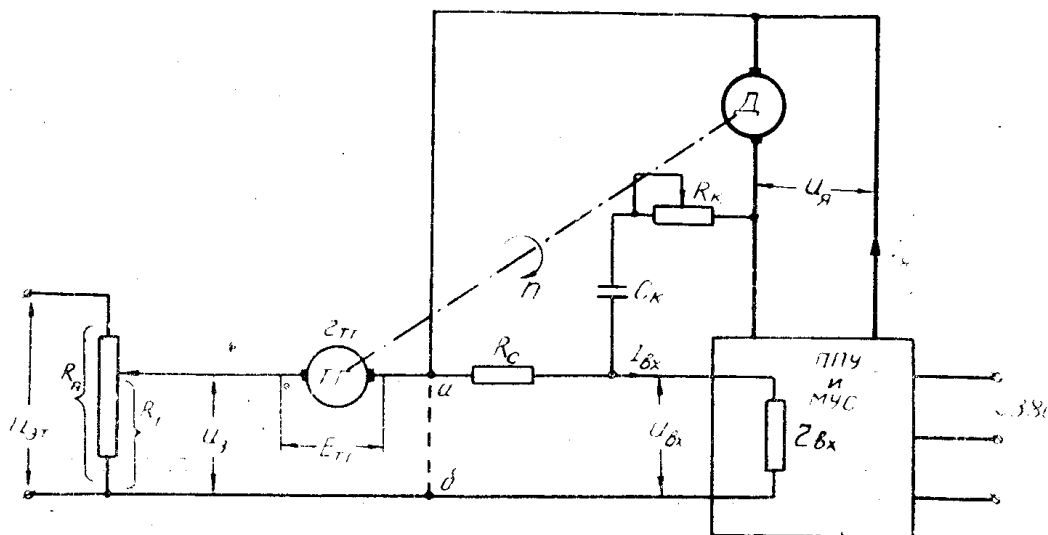


Рис. 2.

Заслуживает внимания способ введения сигнала коррекции параллельно входу ППУ рис. 2 (пунктиром), принятый рядом станкостроительных организаций, например [3]. В этом случае в выражении (7)

$$T_k = T'_k = C_k R_k; \quad K_k = K'_k = \frac{R'_{вх}}{R_k},$$

$$\text{где} \quad R'_{вх} = R_{ш} \cdot \alpha (1 - \alpha) + r_{тг} + R_c.$$

При регулировании коэффициента усиления в функции уставки скорости рассмотренные способы введения сигнала коррекции неравноценны, так как K_k при прочих равных условиях, пропорционален $R_{вх}$ только во втором случае. Сопротивление $R'_{вх}$ можно выбирать в широких пределах, поэтому K'_k может иметь значение как меньше, так и больше 1, что позволяет обеспечить большие пределы регулирования настройки коррекции. Выбор коэффициента передачи цепи коррекции K_k и постоянной времени T_k следует осуществлять в соответствии с [3] из диаграмм анализа обобщенных структур. Особенностью расчета параметров гибкой обратной связи применительно к системе МУС-Д является зависимость T_m от тока I_n нагрузки вследствие нелинейного сопротивления силовых селеновых вентилях [2].

$$K_k = \frac{1}{A \frac{T_m^2}{T_y} - 1} \quad (8) \quad \text{и} \quad T_k = \frac{1}{K_k \frac{T_m}{T_y} B}, \quad (9)$$

где A и B — обобщенные параметры системы, выбираемые из условия допустимой величины перерегулирования σ % и минимального времени регулирования $t_{p, \text{мин}}$.

Выбранные по (8,9) параметры коррекции необходимо проверять по условию устойчивости преобразователя с учетом постоянного запаздывания τ при охвате его дифференцирующим звеном [4]. Для структурной схемы разомкнутого внутреннего охвата САР, представленной на рис. 1 а, АФЧХ имеет вид:

$$W_{во}(j\omega) = A_{во}(\omega) \cdot e^{-j\varphi_{во}(\omega)} = K_{ппу} \frac{K_{му} \cdot e^{-j\omega\tau}}{(1 + \omega T_{му})} \cdot \frac{K_k \cdot j\omega \cdot T_k}{(1 + j\omega T_k)},$$

где $A_{во}(\omega)$ — модуль АФЧХ внутреннего охвата при, $\varphi_{во}(\omega)$ — фаза. Условие устойчивости внутреннего охвата по Найквисту при

$$\omega_{180} \cdot T_{му} \gg 1 \quad \text{и}$$

$$\frac{K \cdot j\omega_{180} \cdot T_k}{1 + j\omega_{180} \cdot T_k} \approx K_k \quad \text{будет}$$

$$A_{во}(\omega_{180}) = \frac{K_{ппу} \cdot K_{му} \cdot K_k}{\sqrt{(\omega_{180} \cdot T_{му})^2}} = \frac{K_{ппу} \cdot K_{му} \cdot K_k}{\omega_{180} \cdot T_{му}} \leq 1 \quad (10)$$

$$\text{и} \quad \varphi_{во}(\omega_{180}) = \pi = \text{arc tg } \omega_{180} \cdot T_{му} + \omega_{180} \cdot \tau \approx \frac{\pi}{2} + \omega_{180} \tau.$$

Отсюда

$$\omega_{180} = \frac{\pi}{2\tau} \dots$$

Величина критического коэффициента усиления преобразователя:

$$K_{\text{пду}} \cdot K_{\text{му}} = \frac{\pi \cdot T_{\text{му}}}{2\tau K_{\text{к}}} \quad (11)$$

Расширение диапазона регулирования скорости исполнительного двигателя в приводах с МУС при использовании параллельной коррекции цепью РС, как следует из (11), возможно обеспечить лишь за счет увеличения постоянной времени преобразователя $T_{\text{му}}$. Таким образом, требования увеличения диапазона регулирования и статической точности системы находятся в противоречии по условию устойчивости внутреннего охвата САР с ее быстродействием. Поэтому применение рассмотренной параллельной коррекции в диапазоне более чем 100:1, нецелесообразно. Кроме того, ввиду существенной пульсации выходного напряжения МУС, по цепи РС на вход ППУ передается сильнейший уровень помех (рис. 2).

В связи с этим, заслуживает внимания вопрос разработки и исследования для системы электроприводов МУС-Д другого более помехоустойчивого, например, электромагнитного варианта коррекции. В [5] показано, что для снятия корректирующего сигнала электромагнитным путем можно использовать свободную обмотку управления магнитного усилителя, что эквивалентно применению дифференцирующего трансформатора.

На кафедре «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Ульяновского политехнического института разработан электропривод МУС-Д с ППУ класса Д диапазона 200:1. Структурная схема этого электропривода изображена на рис. 1 б. Здесь: ИД — исполнительный электродвигатель, МУС — магнитный усилитель самонасыщения, ППУ — промежуточный полупроводниковый усилитель класса Д, ТГ — тахогенератор, УС — узел сравнения с переменным коэффициентом передачи m , ГОС — гибкая обратная связь по производной суммарного магнитного потока МУС, ТО — цепь токоограничения.

Магнитный усилитель с выведенным сигналом электромагнитной коррекции при этом структурно разделяется на два звена, из которых

первое — аperiodическое вида $\frac{K_{\text{му1}}}{1 + p \cdot T_{\text{му}}}$ охвачено цепью коррекции,

(гибкой отрицательной обратной связью), а второе, звено чистого запаздывания вида $K_{\text{му2}} e^{-p\tau}$ входит в контур внешнего охвата [5].

Внутренний охват, включающий безынерционный ППУ, цепь управления — МУС и собственно звено электромагнитной коррекции, теперь является устойчивым при любых значениях коэффициентов усиления охваченных звеньев, что следует из (11) при $\tau=0$.

Исследование электромагнитного варианта коррекции в приводе проводилось по схеме рис. 3.

Указанные на рис. 3 величины регистрировались с помощью шлейфового осциллографа.

Для изменения уровня сигнала стабилизации в цепь коррекции был введен ключ управления (переключатель на 4 положения). Результаты экспериментального испытания зарегистрированы на приведенной осциллограмме (рис. 4). На начальном участке осциллограмм кривые $I_{\text{я}}$, $U_{\text{я}}$, n и $U_{\text{к}}$ свидетельствуют о вполне стабильной работе привода в установившемся режиме ($n=\text{Const}$). Кривые $I_{\text{я}}$ и $U_{\text{я}}$ имеют пульсации

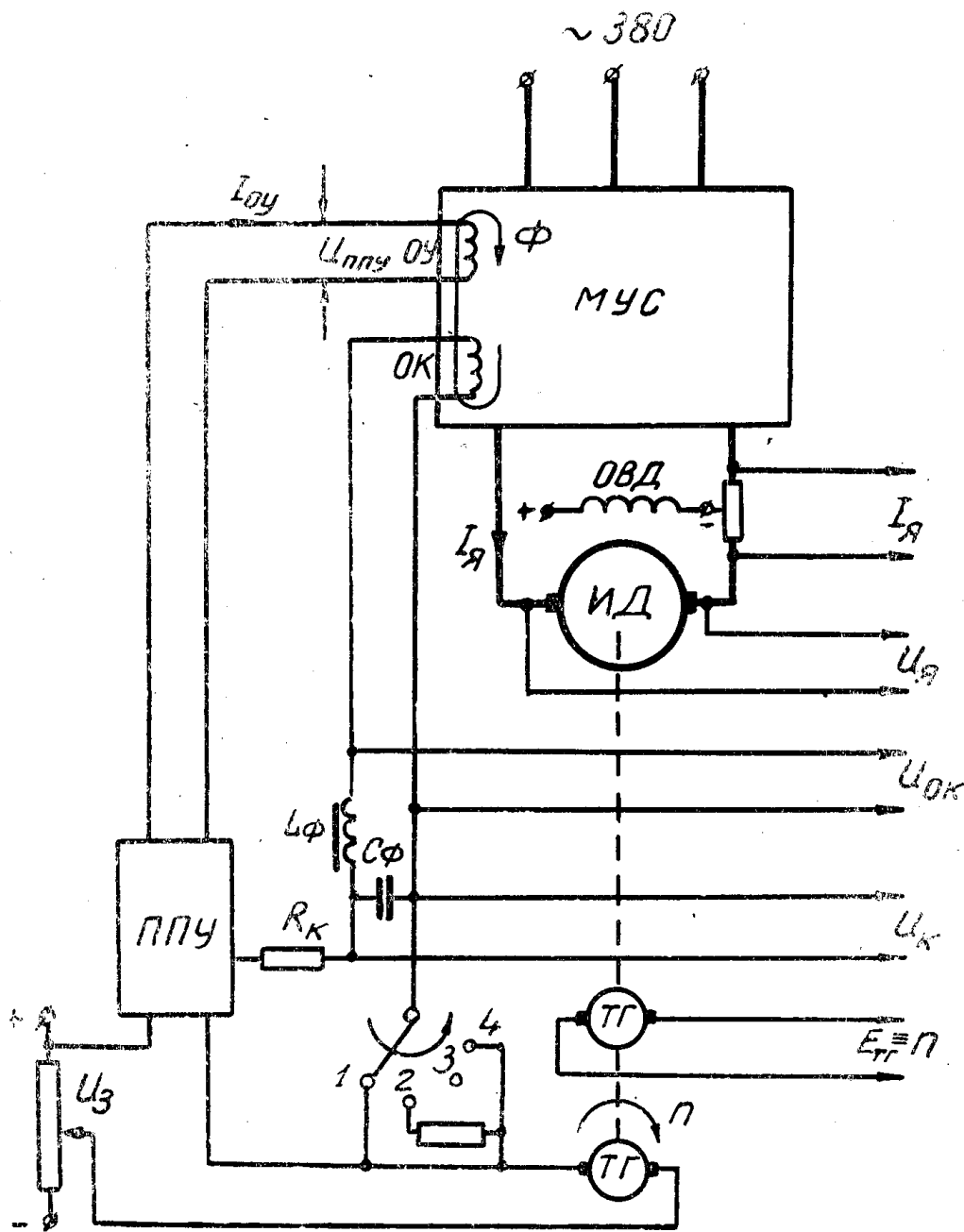


Рис. 3.

с частотой 300 и 100 гц. Последняя является следствием работы широтно-импульсного модулятора ППУ на этой несущей частоте. В момент времени t_1 переключатель переводится в положение 2, а в момент t_2 на валу ИД с помощью тормозного устройства создается толчок нагрузки. Ввиду действия ослабленной коррекции колебания привода носят затухающий характер. Частота колебаний составляет 6,3 гц. В момент времени t_3 переключатель переводился в положение 3. Ввиду размыкания цепи коррекции привод переходит в режим жесткого возбуждения автоколебаний с частотой 4 гц. Осциллограмма показывает, что напряжение сигналов коррекции U_k на всех участках пропорционально производным $I_{я}$ и $U_{я}$. Кривые $I_{я}$ и $U_{я}$ ввиду предельного переключения ППУ

большими сигналами на его входе содержат пульсации лишь частоты 300 гц. В момент времени t_4 переключатель был переведен в положение 4. Ввиду восстановления цепи коррекции с исходными параметрами начинается процесс стабилизации привода. Из осциллограммы на этом участке видно, что включение цепи коррекции через 0,5 сек. приводит к стабилизации и установившемуся движению привода с заданной скоростью, однако, как и для случая коррекции РС, при этом ухудшается быстродействие САР.

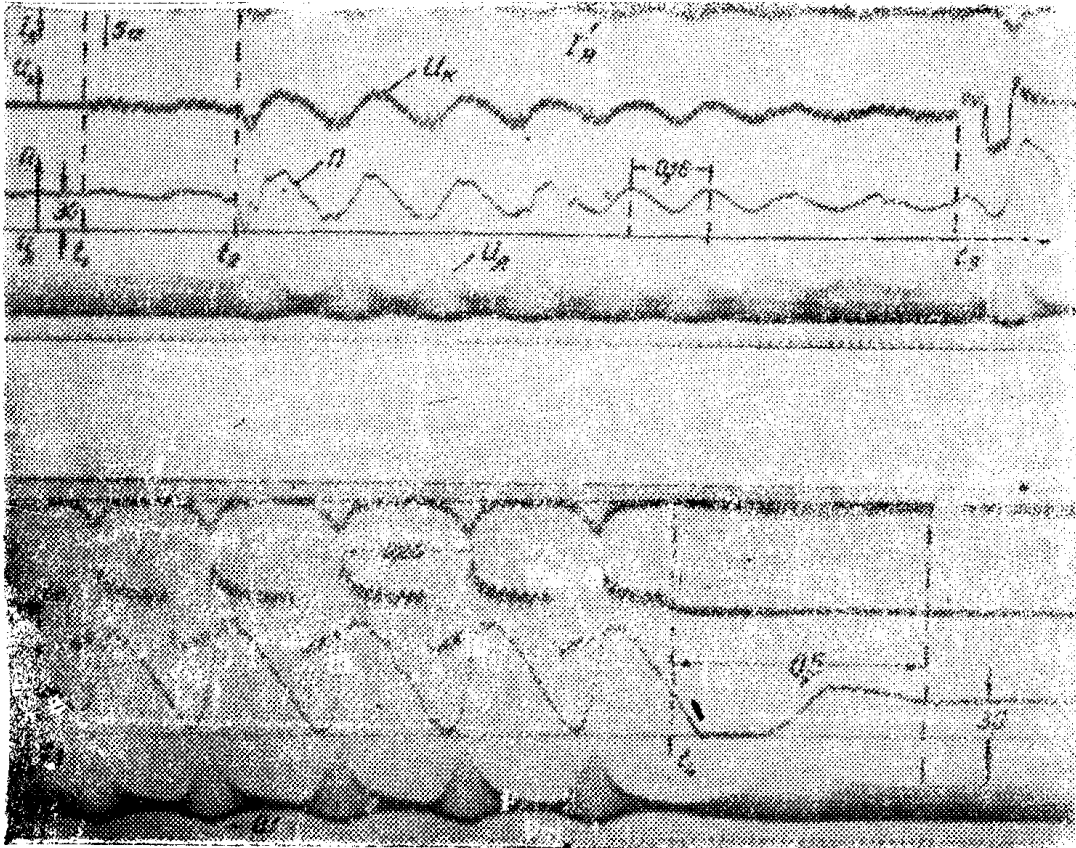


Рис. 4.

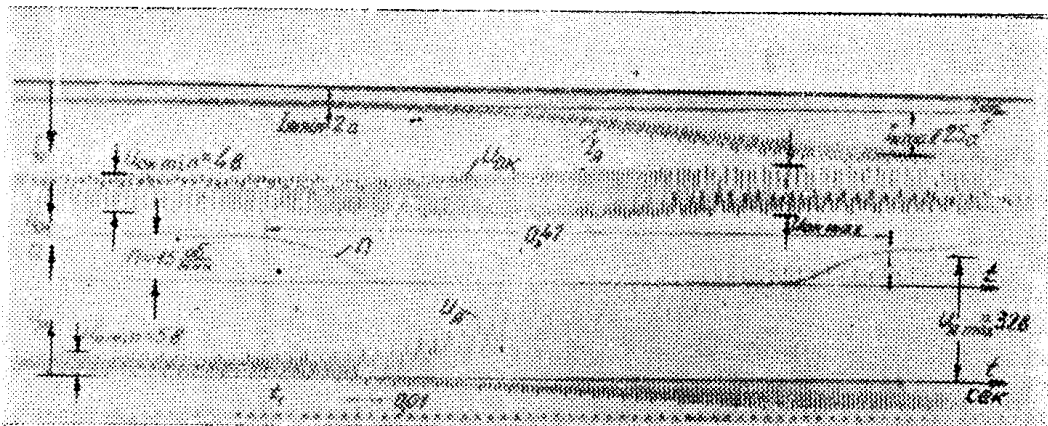


Рис. 5.

Для сравнительной оценки влияния помех в схеме привода с электромагнитной коррекцией (рис. 3) по сравнению с рассмотренной RC коррекцией снята осциллограмма (рис. 5).

Исполнительный двигатель, вращающийся с минимальной скоростью на холостом ходу в момент времени t_1 , нагружался моментом полутора кратным от номинального. Динамическая просадка скорости двигателя составляла при этом 100%, то есть двигатель останавливался, а затем по мере роста тока и момента на его валу вновь набирал заданную скорость вращения. При этом регистрировались изменения величин напряжений на обмотке коррекции $U_{ок}$ и на якоре исполнительного двигателя $U_{я}$. Величина напряжения помехи $U_{ок}$ возрастает на 25%, а величина напряжения помехи $U_{я}$ соответственно на 625% при увеличении тока якоря от 2 а до 25 а. Следовательно, с точки зрения влияния помех на статическую точность системы электромагнитный способ коррекции выгодно отличается от RC коррекции тем, что величина напряжений помех, а следовательно, и ее влияние на коэффициент усиления системы, в значительно меньшей степени зависит от величины нагрузки двигателя. Действие помехи при таком способе коррекции сводится лишь к первоначальному снижению коэффициента усиления ППУ, что может быть учтено при выборе коэффициента усиления промежуточного усилителя.

Выводы

1. Нескорректированная система МУС-Д из-за плохих статических и динамических свойств может применяться в электроприводах только с небольшим диапазоном регулирования скорости.

2. Реализация структуры с параллельной коррекцией цепью RC для диапазона регулирования более чем 100:1 затруднительна ввиду плохой помехозащищенности и противоречия между условием устойчивости внутреннего охвата преобразователя и динамикой системы.

3. Заслуживает внимания применение в системах электропривода МУС-Д с ППУ вариант электромагнитной коррекции, отличающийся помехоустойчивостью и позволяющий в связи с этим получить более широкий диапазон регулирования скорости при удовлетворительных динамических показателях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Системы бесконтактного управления ведущих зарубежных фирм. Москва, 1962.
2. А. Я. Петровский, Я. Б. Розман. Регулируемый электропривод с магнитными усилителями. Изд. «Энергия», 1964.
3. Я. С. Бровман, В. Г. Каган, Ф. Д. Кочубиевский. Электроприводы с полупроводниковым управлением. Системы с электромашинными преобразователями (ПМК-Г-Д). «Энергия», 1964.
4. М. В. Мееров. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности». Физматгиз, 1960.
5. М. А. Розенблат. Магнитные усилители. Изд. «Советское радио», 1960.