

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРЕХФАЗНЫХ МОСТОВЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ И ИХ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Л. Е. Тимановская

Харьков

Как известно из литературы [1, 2, 3], вывод уравнения переходного процесса в трехфазном мостовом МУ (амплистате) основан на рассмотрении его свойства при работе в установившемся состоянии. Переходный процесс определяется ступенчатой функцией. Он разбивается на целый ряд временных интервалов Δt , так что длительность переходного процесса значительно превосходит по времени длительность интервала Δt . При таком условии получающееся разностное уравнение первого порядка можно с достаточной точностью заменить дифференциальным.

Основное уравнение для j -го интервала Δt :

$$W_y \frac{\Delta \Phi_{y.o}}{\Delta t} + R_y I_y = U_y, \quad (1)$$

где U_y — среднее значение напряжения для j -го интервала Δt ;

R_y, W_y — сопротивление и число витков управляющей обмотки;

I_y — среднее значение тока i_y в том же интервале;

$\Delta \Phi_{y.o} = \Phi_{y.o}[(j+1)\Delta t] - \Phi_{y.o}(j\Delta t)$ — изменение суммарного тока $\Phi_{y.o}$ в течение j -го периода.

Подставим в (1) соотношение:

$$U_n = R_0 I_n; \quad U_y = R_y I_y; \quad n_l = \frac{I_n}{AW_y},$$

где I_n, U_n — ток и напряжение нагрузки МУ;

R_0 — активное сопротивление нагрузки, включая сопротивление рабочих обмоток и выпрямителей в прямом направлении;

n_l — безразмерный коэффициент усиления по характеристике $I_n = I_n(AW_y)$ магнитного усилителя,

$$n_l \frac{R_0}{R_y} W_y^2 \frac{\Delta \Phi_{y.o}}{\Delta U_n} \frac{\Delta U_n}{\Delta t} + U_n = n_l \frac{R_0}{R_y} W_y U_y \quad (2)$$

или

$$T_y \frac{\Delta U_n}{\Delta t} + U_n = n_l \frac{R_0}{R_y} W_y U_y, \quad (3)$$

где $T_y = \frac{1}{2f} \frac{R_0}{W_p} \frac{W_y^2}{R_y} n_l n$ — постоянная времени цепи управления; (4)

$n = 2f \frac{W_p}{W_y} \frac{\Delta \Phi_{y.o}}{\Delta U_n}$ — безразмерный коэффициент, меняющийся в функции угла насыщения α (рис. 1) или соответственно в функции AW_y [2]. (5)

Данное разностное уравнение (3) на основании сказанного заменим дифференциальным:

$$T_{yn} p U_n + U_n = n_I \frac{R_0}{R_y} W_y U_y \quad (6)$$

или

$$U_n = \frac{n_I \frac{R_0}{R_y} W_y}{T_{yn} p + 1} U_y. \quad (7)$$

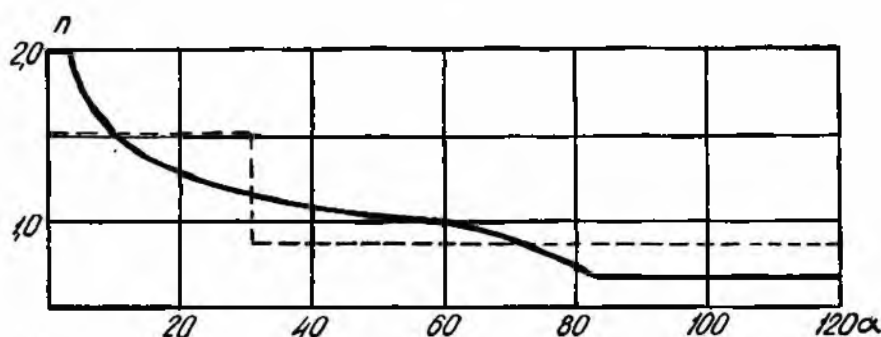


Рис. 1.

Трехфазные МУ с несколькими входами

Рассмотрим вопрос о полной постоянной времени (постоянной времени потока) T_{yn} магнитного усилителя, имеющего несколько управляющих цепей, питаемых от источников напряжения постоянного тока. Для упрощения выкладок предположим, что МУ имеет две такие цепи управления. Обозначим через U_{y1} и U_{y2} значение средних за период Δt напряжений, приложенных к этим цепям, через R_{y1} и R_{y2} — сопротивления соответствующих цепей управления. Тогда для каждой из цепей управления действительно уравнение (1):

$$W_{y1} \frac{\Delta \Phi_{y.o}}{\Delta t} + R_{y1} I_{y1} = U_{y1} \quad (8)$$

$$W_{y2} \frac{\Delta \Phi_{y.o}}{\Delta t} + R_{y2} I_{y2} = U_{y2}, \quad (9)$$

откуда

$$\left(\frac{W_{y1}}{R_{y1}} + \frac{W_{y2}^2}{R_{y2}} \right) \frac{\Delta \Phi_{y.o}}{\Delta t} + A W_y = \frac{W_{y1} U_{y1}}{R_{y1}} + \frac{W_{y2} U_{y2}}{R_{y2}}, \quad (10)$$

где $A W_y = W_{y1} I_{y1} + W_{y2} I_{y2}$ — полные ампервитки, создаваемые двумя обмотками управления на каждом сердечнике дросселей.

При заданной характеристике МУ, $I_n = I_n(A W_y)$, где $A W_y$ являются результирующими ампервитками, в соответствии с вышеизложенной методикой, получим:

$$n_I R_0 \left(\frac{W_{y1}^2}{R_{y1}} + \frac{W_{y2}^2}{R_{y2}} \right) \frac{d \Phi_{y.o}}{d U_n} \frac{d U_n}{d t} + U_n = n_I R_0 \left(\frac{W_{y1} U_{y1}}{R_{y1}} + \frac{W_{y2} U_{y2}}{R_{y2}} \right) \quad (11)$$

или, вводя $p = \frac{d}{dt}$,

$$T_{yn} p U_n + U_n = n_I R_0 \left(\frac{W_{y1} U_{y1}}{R_{y1}} + \frac{W_{y2} U_{y2}}{R_{y2}} \right), \quad (12)$$

где

$$T_{yn} = \frac{1}{2f} \frac{R_0}{W_p} n_I n \left(\frac{W_{y1}^2}{R_{y1}} + \frac{W_{y2}^2}{R_{y2}} \right). \quad (13)$$

Сопоставление формул (4) и (13) показывает, что полная постоянная времени цепей управления равна сумме постоянных времени всех цепей управления:

$$T_{yn} = T_{y1} + T_{y2}. \quad (14)$$

Если одна из постоянных времени известна, то остальные могут быть рассчитаны путем умножения известной постоянной времени на некоторый корректирующий множитель. Например, если известна величина T_{y1} , то T_{y2} находится по формуле [4]:

$$T_{y2} = \frac{R_{y1}}{R'_{y2}} T_{y1},$$

где R'_{y2} — активное сопротивление второй цепи управления, отнесенное к первой цепи:

$$R'_{y2} = \left(\frac{W_{y1}}{W_{y2}} \right)^2 R_{y2}.$$

Таким образом, уравнение (12) запишется в общем случае в виде

$$T_{yn} p U_n + U_n = n_l R_0 \sum_{i=1}^k \frac{W_{yi}}{R_{yi}} U_{yi}, \quad (15)$$

где

$$T_{yn} = \sum_{i=1}^k T_{yi} = \frac{1}{2f} \frac{R_0}{W_p} n_l n \sum_{i=1}^k \frac{W_{yi}^2}{R_{yi}} \quad (16)$$

или

$$U_n = \frac{n_l R_0}{T_{yn} p + 1} \sum_{i=1}^k \frac{W_{yi}}{R_{yi}} U_{yi}. \quad (17)$$

Для МУ с несколькими входами угол насыщения α будет, очевидно, определяться результирующими ампервитками AW_y , создаваемыми на сердечнике обмотки всех цепей управления:

$$AW_y = \sum_{i=1}^k W_{yi} I_{yi}. \quad (18)$$

При раскрытии указанной алгебраической суммы необходимо учитывать знак входящих в нее слагаемых, определяемый условиями работы данного МУ и схемой соединения его цепей управления.

Полученные до сих пор уравнения, характеризующие динамические свойства МУ, справедливы при активной нагрузке.

Переходные процессы в магнитных усилителях при индуктивной нагрузке обычно зависят от схемы и режима работы усилителя, а также от наличия и величины обратной связи.

Для рассматриваемого мостового МУ с внутренней обратной связью, коэффициент обратной связи которого равен единице, на основании [1] индуктивную нагрузку можно учесть дополнительно к (4), (5), (7), (15) — (27) уравнением

$$I_n = \frac{1}{\frac{R_0}{T_n p} + 1} U_n. \quad (19)$$

Структурные схемы и модели

Структурная схема рассматриваемого МУ при активно-индуктивной нагрузке с несколькими входами дана на рис. 2 соответственно уравнениям.

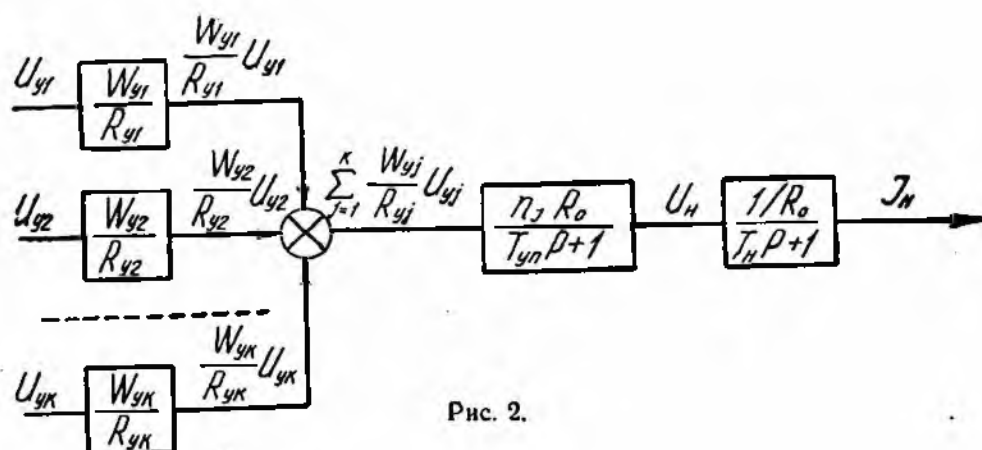


Рис. 2.

Прежде чем приступить к построению модели, необходимо рассмотреть вопрос о характере изменения нелинейных коэффициентов n_i и n , а также постоянной времени T_{yn} .

Пусть задана характеристика МУ $I_n = I_n(AW_y)$, приведенная на рис. 3. Для удобства моделирования характеристику необходимо отнести к осям I'_n и AW'_y . Представим ее в новых осях с помощью функции S [5]:

$$\frac{I'_n}{AW'_y} = n'_i = S_1 m_1, \quad (20)$$

где S_1 — функция, отражающая нелинейность характеристики:

$$I_n = I_n(AW_y);$$

m_1 — коэффициент пропорциональности начального участка (кривая при $S = 1$).

Из рисунка выходит, что

$$AW'_y = AW_y - AW_{y.o}; \quad (21)$$

$$I_n = I'_n + I_{n.o}, \quad (22)$$

откуда

$$U_n = U'_n + U_{n.o}, \quad (23)$$

где

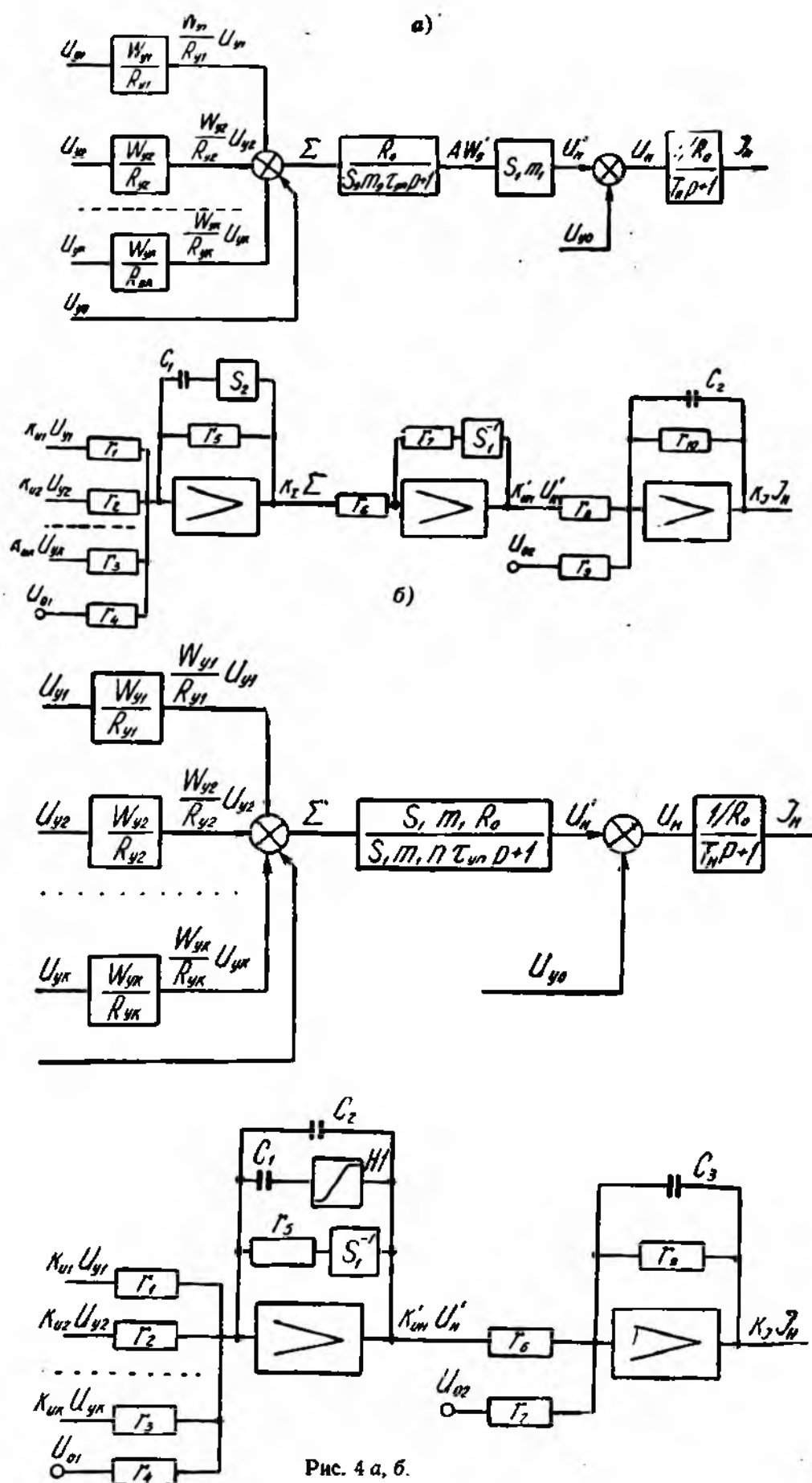
$$AW_{y.o} = -(AW_{y.o}).$$

Соответственно уравнениям (10) и (21) можно записать:

$$\left(\frac{W_{y1}^2}{R_{y1}} + \frac{W_{y2}^2}{R_{y2}} \right) \frac{\Delta \Phi_{y.o}}{\Delta t} + (AW'_y + AW_{y.o}) = \frac{W_{y1} U_{y1}}{R_{y1}} + \frac{W_{y2} U_{y2}}{R_{y2}}.$$

Подставляя значение AW'_y по формуле (20) получим:

$$\left(\frac{W_{y1}^2}{R_{y1}} + \frac{W_{y2}^2}{R_{y2}} \right) \frac{\Delta \Phi_{y.o}}{\Delta t} + \frac{I'_n}{n'_y} + AW_{y.o} = \frac{W_{y1} U_{y1}}{R_{y1}} + \frac{W_{y2} U_{y2}}{R_{y2}}. \quad (24)$$



Перейдем к напряжениям и заменим приращения дифференциалами соответственно ранее сказанному, учитывая при этом, что $dU_n = dU'_n$ по соотношению (23). Тогда (24) примет вид:

$$n'_i R_0 \left(\frac{W_{y1}^2}{R_{y1}} + \frac{W_{y2}^2}{R_{y2}} \right) \frac{d\Phi_{y.o}}{dU_n} \frac{dU_n^1}{dt} + U_n^1 = n'_i R_0 \left(\frac{W_{y1} U_{y1}}{R_{y1}} - \frac{W_{y2} U_{y2}}{R_{y2}} - A W_{y.o} \right), \quad (25)$$

или

$$U_n^1 = \frac{n'_i R_0}{T_{yn\rho} + 1} \left[\left(\sum_{j=1}^k \frac{W_{yj}}{R_{yj}} U_{yj} \right) - A W_{y.o} \right], \quad (26)$$

где

$$T_{yn} = \frac{1}{2f} \frac{R_0}{W_p} n'_i n \sum_{j=1}^n \frac{W_{yj}^2}{R_{yj}} = n'_i n \tau. \quad (27)$$

В определении постоянной времени, зависящей от $A W_y$, можно идти двумя путями.

Вариант 1. Произведение нелинейных безразмерных функций n'_i и n , которые на основании ранее приведенных формул являются функциями $A W_y$, изображаем графически, как показано штрихпунктирной кривой на рис. 3. Выражая ее через функцию S [5], получим:

$$n'' = n'_i n = S_2 m_2, \quad (28)$$

где S_2 — функция, отражающая нелинейность кривой;

m_2 — коэффициент пропорциональности.

Таким образом, постоянная времени T_{yn} через функцию S_2 определится формулой

$$T_{yn} = n'' \tau_{yn} = S_2 m_2 \tau_{yn}. \quad (29)$$

Уравнение (26) в этом случае с учетом (20) и (29) примет вид

$$U_n^1 = \frac{S_1 m_1 R_0}{S_2 m_2 \tau_{yn} \rho + 1} \left[\left(\sum_{j=1}^k \frac{W_{yj}}{R_{yj}} U_{yj} \right) - A W_{y.o} \right]. \quad (30)$$

В этом уравнении коэффициент передачи и постоянная времени меняются по разным законам, поэтому при моделировании необходимо это уравнение представить в виде двух звеньев.

Соответственно уравнению (30) построены структурная схема (рис. 4, а) и схема модели трехфазного амплитатора по первому варианту.

Вариант 2. В передаточной функции уравнения (26) коэффициент усиления звена и постоянная времени содержат один и тот же нелинейный коэффициент n'_i . Поэтому можно представить данную функцию в виде одного инерционного звена, в котором коэффициент передачи меняется по закону n'_i . Если функциональный преобразователь установить в обратной связи звена, то одновременно с коэффициентом усиления будет изменяться и постоянная времени.

Коэффициент n , который входит в формулу (27) постоянной времени, меняется по величине (см. рис. 1) в пределах от двух до $-\frac{2}{3}$ в функции $A W_y$. Поэтому при моделировании для экономии усилителей с некоторой погрешностью можно принять, что он, а следовательно, и посто-

янная времени, изменяются дискретно, несколькими ступенями, что в пределах изменения AW_y может принимать значение n_1 и n_2 . Тогда постоянная времени будет равна:

$$T_{yn} = n' n \tau_{yn},$$

где

$$n = n_1 [1 (AW_y) - 1 (AW_y - AW_{y1})] + n_2 [1 (AW_y - AW_{y1}) - 1 (AW_y - AW_{y2})]. \quad (31)$$

Таким образом, при сделанных допущениях уравнение (26) преобразуется так:

$$U_n^I = \frac{S_1 m_1 R_0}{S_1 m_1 n \tau_{yn} \rho + 1} \left[\left(\sum_{j=1}^k \frac{W_{yj}}{R_{yj}} U_{yj} \right) - AW_{y.0} \right], \quad (32)$$

где n меняется по закону (31).

Данное уравнение может быть представлено одним звеном. На рис. 4, б показана структурная схема трехфазного амплистата по варианту 2 и схема модели.

Оба варианта моделирования МУ примерно равноценны по точности воспроизведения переходных процессов, о чем свидетельствуют приведенные в конце статьи осциллограммы. Однако второй вариант требует меньшего количества усилителей.

Нелинейные зависимости воспроизводятся с помощью установки функциональных преобразователей в обратную связь решающего усилителя. Дискретное изменение постоянной времени соответственно коэффициенту n осуществляется с помощью типичной нелинейности Н1 ограничения по модулю, установленной в обратной связи усилителя последовательно с емкостью.

В начальный момент постоянная времени обусловлена емкостями $(C_1 + C_2)$. Затем, когда нелинейность Н1 ограничивает напряжение на своем выходе, C_1 отключается от схемы и постоянная времени определяется только C_2 .

Моделирование МУ при питании переменным током меняющейся частоты

Питание рабочих обмоток трехфазного амплистата, установленного на тепловозе в цепи возбуждения главного генератора, осуществляется от синхронного генератора, имеющего независимое возбуждение от постоянного источника. Синхронный генератор вращается от дизеля с различной скоростью вращения. Если пренебречь падением напряжения в индуктивных сопротивлениях реакции якоря и рассеянием синхронного генератора, то можно считать, что напряжение синхронного генератора $U_{с.г.}$ пропорционально его частоте f , а следовательно, угловой скорости дизеля Ω . Таким образом, работа амплистата в установившемся состоянии определяется семейством характеристик $i_b = i_b(AW_y)$ по параметру $\Omega_{у.к.}$, где i_b — ток в обмотке возбуждения генератора, являющейся нагрузкой МУ.

Точка минимальной нагрузки МУ определяется лишь материалом сердечника и зависит от величины коэрцитивных ампервитков. В других точках характеристики ток нагрузки определяется суммой составляющих намагничивания и насыщения. При этом, с ростом нагрузки боль-

ший вес приобретает составляющая насыщения; в пределах $\frac{I_{н макс}}{2} < I_n < I_{н макс}$ — составляющая намагничивания равна нулю [Л. 2, Л. 3].

Составляющая насыщения пропорциональна амплитуде питающего напряжения. Исходя из этого, с некоторым допущением, приводящим к упрощению модели, можно считать, что в осях i'_n и AW_y координаты характеристики $i'_n = i_n(AW_y)$ меняются пропорционально амплитуде $U_{c.r.}$ Это подтверждают заводские данные и [2]. Участок характеристики, расположенный влево от точки минимальной нагрузки, с изменением $U_{c.r.}$ почти не перемещается.

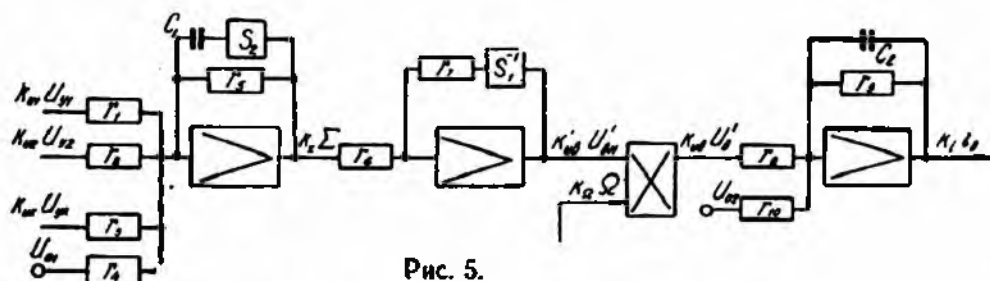


Рис. 5.

Характеристика $i_{ан} = i_{ан}(AW_y)$, отнесенная к номинальным параметрам $U_{c.r.}$, $\Omega_{макс}$, соответствует работе МУ в режиме нормального возбуждения. В таком случае остальные характеристики семейства, определяющиеся скоростью Ω , меньшей чем $\Omega_{макс}$, будут соответствовать режиму работы МУ с невозбуждением, для которого все соотношения [2, 4] в основном оказываются действительными.

Учитывая, что $f \equiv U_{c.r.} \equiv \Omega$, характеристику в осях i'_n и AW_y , соответствующую заданной скорости Ω , можно определить следующим образом:

$$i'_n = \frac{1}{\Omega_{макс}} \Omega i'_n$$

или переходя к напряжениям:

$$U'_n = \frac{1}{\Omega_{макс}} \Omega \cdot U'_{нн}.$$

В модели такую зависимость можно осуществить на множительном устройстве, подавая на его вход Ω и $U'_{нн}$.

Напряжение на выходе магнитного усилителя определится согласно рис. 3:

$$i_n = i'_n + i_{н.о.}$$

откуда

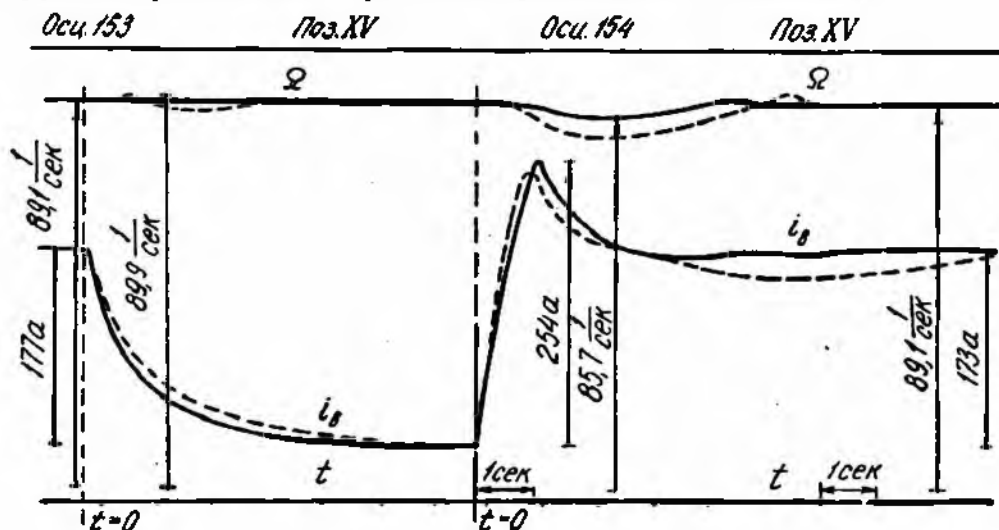
$$U_n = U'_n + U_{н.о.}$$

Принимая во внимание все указанные допущения, моделируем магнитный усилитель на основании приведенных уравнений по варианту 1 (рис. 4, а). При этом, не усложняя модель, мы можем воспроизвести $T_{уп}$ по характеристике с переменным угловым коэффициентом $n'' = n_{yn}$ для какого-то одного параметра $\Omega_{y.k}$ например, $\Omega_{макс}$. В этом случае без больших погрешностей исследования можно проводить в режиме работы системы со скоростью $\Omega_{макс}$ и близкими к ней.

Приведенная методика позволяет без усложнения модели исследовать, как влияет постоянная времени $T_{уп}$ на динамику процессов системы АР тепловоза. Для этого коэффициент n'' нужно рассчитать по всем необходимым характеристикам $i'_n = i'_n(AW_y)$ и каждый раз вводить в модель характеристику, соответствующую определенной, заранее выбранной скорости $\Omega_{y.k}$.

Юлная схема модели трехфазного мостового МУ, питающегося переменной частотой, дана на рис. 5.

Точность воспроизведения переходных процессов на описанных моделях оценивалась путем сопоставления осциллограмм, снятых на моделирующей установке и в реальных условиях на тепловозе.



С этой целью на электронной модели тепловоза ТЭ-10, в котором амплистат смоделирован по варианту 1, были записаны переходные процессы при разрыве и замыкании цепи питания обмотки возбуждения асинхронного генератора (осц. 153 и 154, рис. 6, а). Для сравнения на осциллограммах пунктирной линией нанесены процессы, снятые на тепловозе ТЭ-10 при его реостатных испытаниях.

На осциллограммах:

Ω — угловая скорость двигателя;

i_b — ток в обмотке возбуждения главного генератора, которая является нагрузкой амплистата.

Совпадение переходных процессов в реальном тепловозе и его модели вполне удовлетворительное и позволяет сделать заключение о достаточной точности воспроизведения действительных переходных процессов в модели, построенной по описанной методике.

На рис. 6, б приведены осциллограммы переходных процессов в МУ, установленном на тепловозе ТЭ-30. Пунктиром нанесены переходные характеристики модели, построенной по варианту 2. Эти осциллограммы также подтверждают правильность предлагаемой методики.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. А. Разенблат. Магнитные усилители. Изд-во «Советское радио», т. 1 и 2, 1960.
2. H. F. Storm, C. W. Flairty. Theory of 3 — Phase Bridge Magnetic Amplifier, Trans AREE Communication and Electronics, vol. 46, January, 1960; vol. 51, Nov., 1960.
3. Л. Е. Тимановская. Переходные процессы в энергетической системе тепловоза и их исследование методом электронного моделирования. Автореф. диссертации, Харьков, 1962.
4. Г. Ф. Сторм. Магнитные усилители. Изд-во иностр. л-ры, 1957.
5. В. Г. Васильев, В. П. Ломакин, Л. Е. Тимановская. Воспроизведение кривой намагничивания на электронной модели. «Электричество», 1962, № 12.

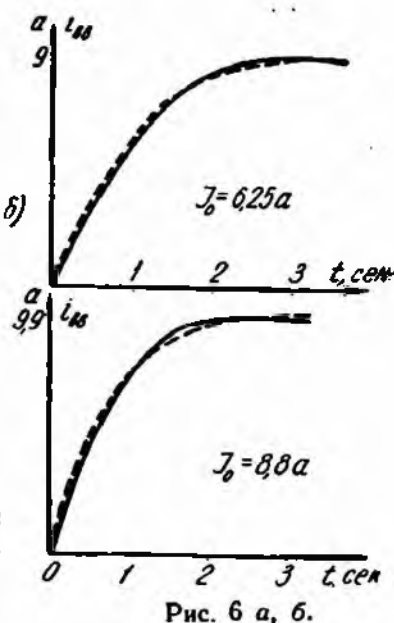


Рис. 6 а, б.