

**РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ДВИГАТЕЛЯ В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ МУС-Д МЕТОДОМ ЛИНЕАРИЗАЦИИ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ**

М. А. БОРОВИКОВ

(Представлено научным семинаром электромеханического факультета)

Существующие графические методы расчета характеристик двигателя в системах магнитный усилитель с самонасыщением — двигатель постоянного тока (МУС-Д) [1—3] обладают присущими всем графическим методам недостатками: большой громоздкостью, трудоемкостью и ограниченной точностью, так что возможность учета нелинейностей в ряде случаев остается лишь потенциальной и не приводит к обеспечению желаемой точности.

В связи с этим целесообразно использовать методы расчета, основанные на линеаризации характеристик элементов привода на определенных участках. При этом основную расчетную работу можно осуществлять аналитическим путем, а графические построения применять лишь для определения параметров.

Если исключить из рассмотрения область малых токов нагрузки, в которой сильно проявляется индуктивность насыщенных дросселей и токи намагничивания, то для целей расчета можно ввести понятие «характеристика холостого хода» МУ и применять методы расчета характеристик, аналогичные используемым при анализе классической системы Г-Д. Характеристика «холостого хода» МУ, работающего в режиме непрерывного тока, может быть построена по характеристикам размагничивания сердечников (рис. 1 и 2) на основании уравнений механических характеристик двигателя [4, 5].

Для однофазного усилителя имеем [4]:

$$U_0 = \frac{2U_m}{\pi} \left( 1 - \frac{\beta_y}{2\xi} \right); \quad (1)$$

для трехфазного [5]:

$$U_0 = \frac{U_m}{\pi} \left( 1 - \frac{\beta_y}{\xi} \right). \quad (2)$$

Задаваясь значениями м. д. с. или тока управления, по кривым размагничивания рис. 1 или 2, находим  $\beta_y/\xi$  и рассчитываем  $U_0$ .

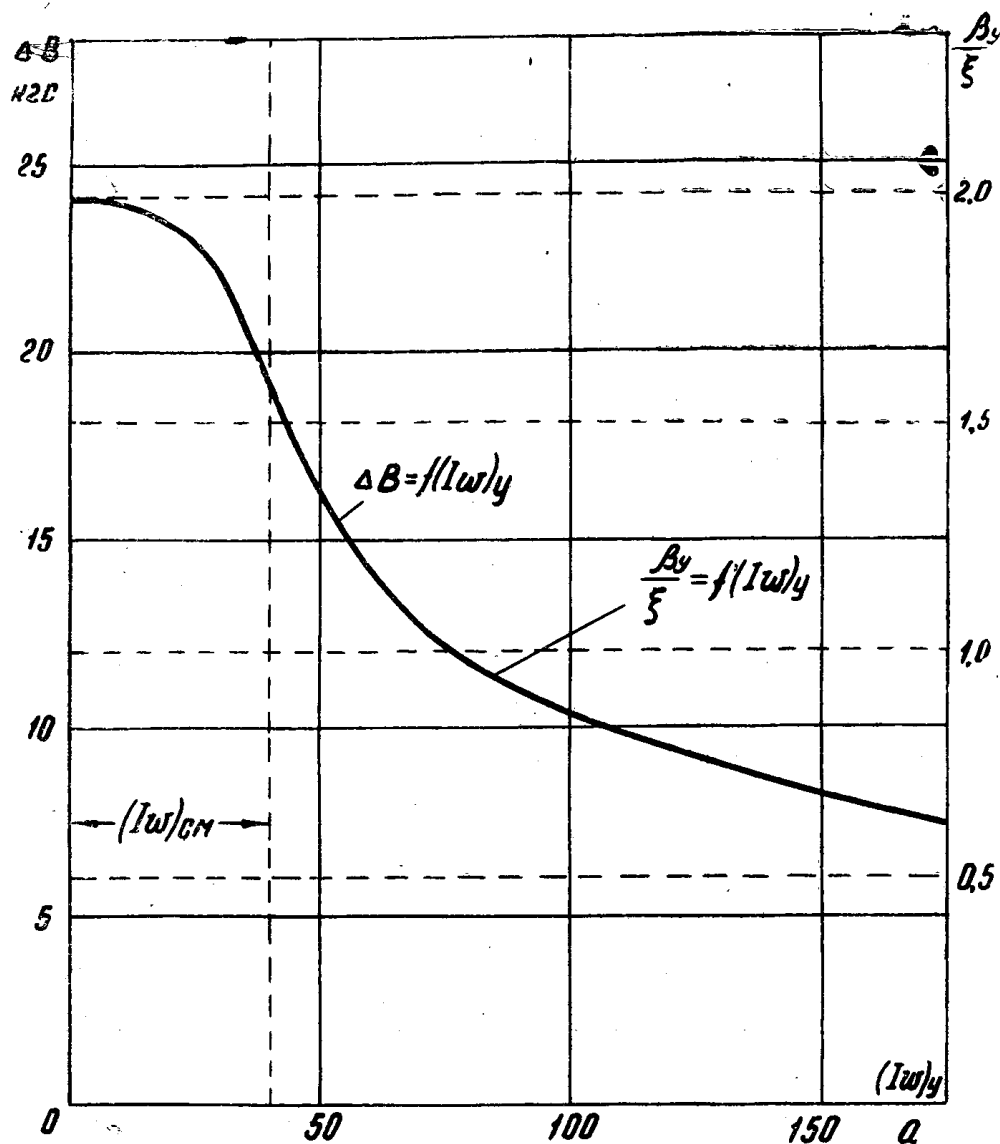


Рис. 1. Характеристика размагничивания сердечников однофазного МУС.

На рис. 3 приведена характеристика «холостого хода» для трехфазного усилителя на выходную мощность 5,5 квт, применяемого в серийном приводе ПМУ-9М. Трехфазные усилители изготавливаются на большие мощности. Поэтому их выгодней выполнять с двумя обмотками управления: обмоткой собственно управления и смещения. При этом нет необходимости оперировать с м. д. с.: все расчеты проще вести относительно тока управления, так как управление осуществляется только одной обмоткой. На рис. 3 поэтому приведена зависимость напряжения  $U_0$  от тока управления  $I_v$ , здесь же построена кривая коэффициента усиления:

$$K = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_v} \quad (3)$$

Ниже будем описывать методику расчета применительно к системам с трехфазным усилителем. Кстати, этот метод более подходит именно для трехфазных систем, так как область линейности внешних

характеристик у них значительно больше. На рис. 4 приведены для примера две схемы привода с трехфазным МУ: по схеме а) выполняется привод ПМУ; в схеме б) применен промежуточный магнитный усилитель МУ<sub>2</sub>. В обоих случаях положительная обратная связь по току вводится в общий контур, что позволяет приблизить эти системы к схеме с введением обратной связи по скорости. Вывод выражения для скоростной характеристики приведем для схемы рис. 4а.

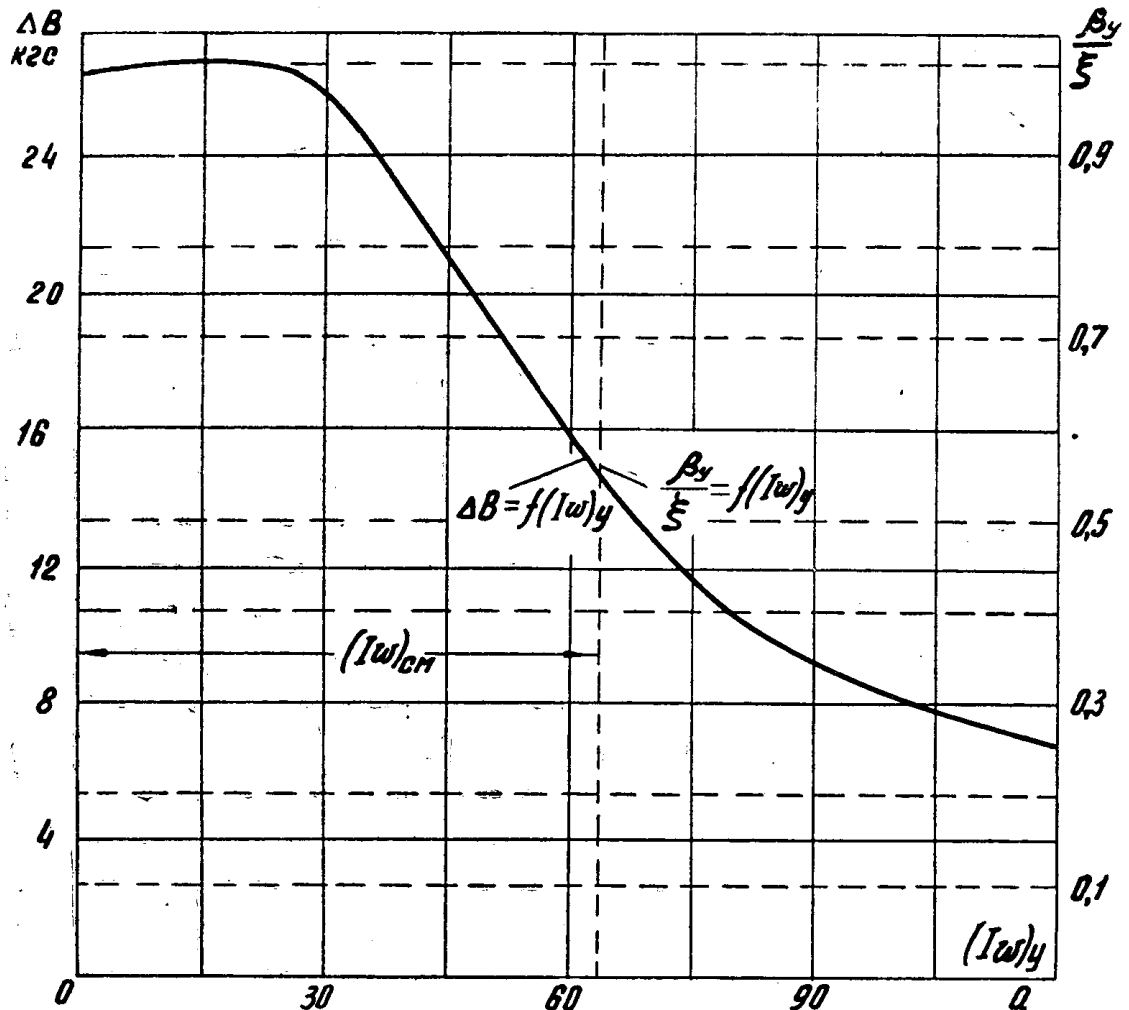


Рис. 2. Характеристика размагничивания сердечников трехфазного МУС.

Ток управления МУ определяется выражением:

$$I_{\gamma} = \frac{\sigma U_{\text{п}}}{R_{\gamma}} - \frac{U_{\text{я}}}{R_{\gamma}} + \frac{U_{\text{от}}}{R_{\gamma}}, \quad (4)$$

где  $\sigma$  — относительное перемещение движка задающего потенциометра;

$R_{\text{п}}$  — его сопротивление;

$R_{\gamma} = r_{\gamma} + r_{\text{я}} + \sigma R_{\text{п}} (1 - \sigma)$  — общее сопротивление цепи сравнения.

Сопротивление  $R_{\text{т}}$ , на котором выделяется напряжение обратной связи по току  $U_{\text{от}}$ , в суммарное сопротивление не входит, так как внутреннее сопротивление источника положительной обратной связи в направлении протекания тока управления  $I_{\gamma}$  близко к нулю (вентили в прямом направлении).

Напряжение на якоре может быть представлено следующим образом:

$$U_{я} = U_0 - I_{я} R_{\text{л}}, \quad (5)$$

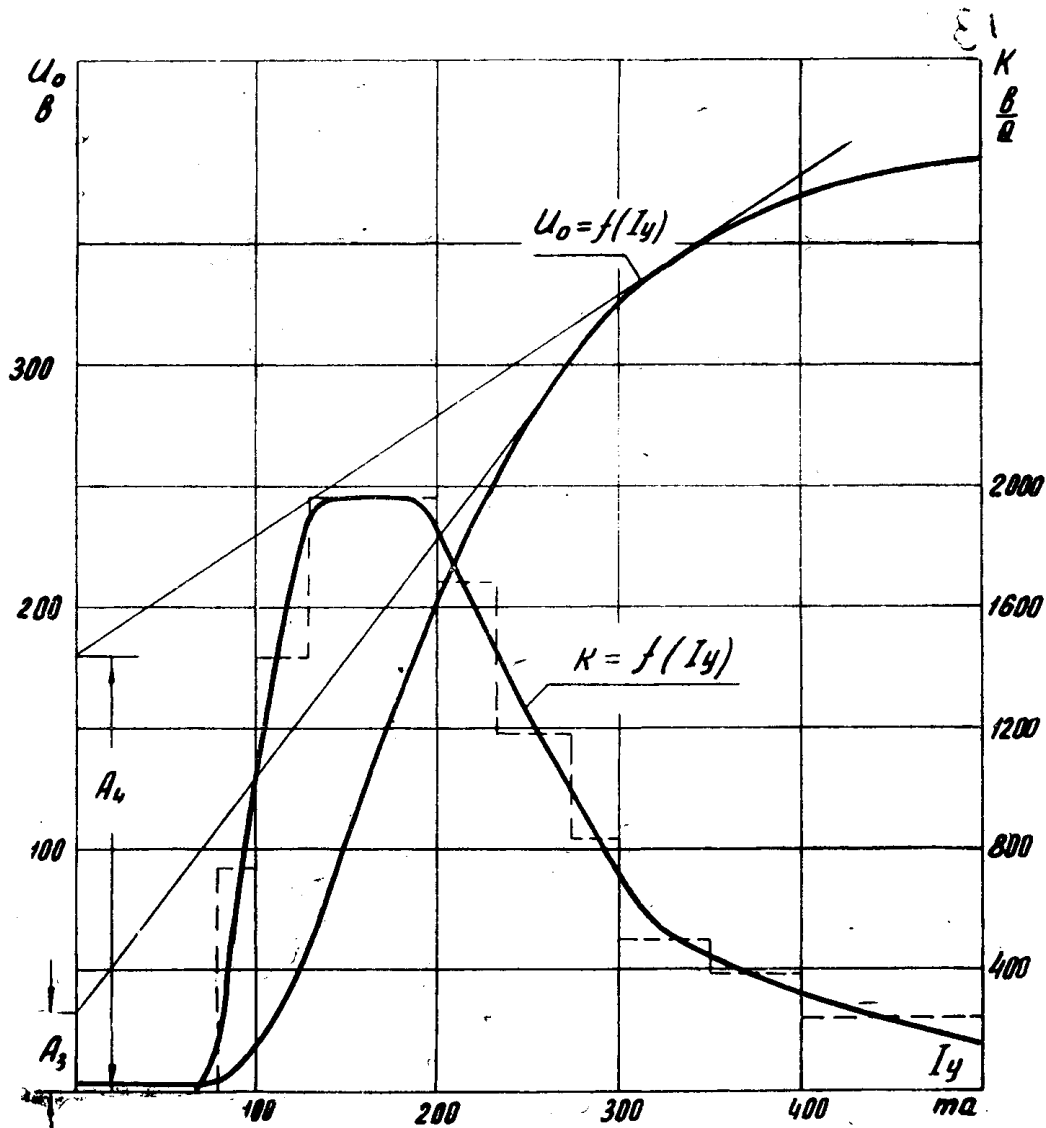


Рис. 3.

где  $R_{\text{л}}$  — эквивалентное сопротивление магнитного усилителя, определяющее наклон его внешней характеристики.

Напряжение х. х. МУ в общем случае определяется выражением:

$$U_0 = A + \kappa I_{я}, \quad (6)$$

где  $A$  — некоторое постоянное напряжение при применении кусочно-линейной аппроксимации (рис. 3).

Выражение для напряжения сигнала обратной связи по току в общем случае имеет вид:

$$U_{\text{от}} = C + \beta I_{я}, \quad (7)$$

где  $C$  — некоторое постоянное напряжение (рис. 5) источника сигнала токовой обратной связи;

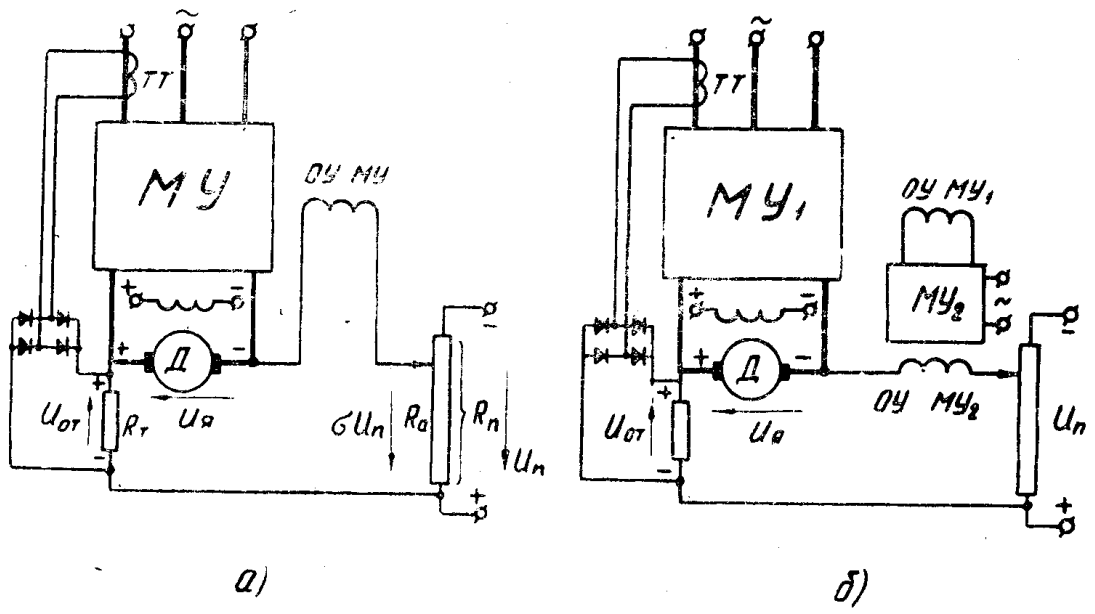


Рис. 4.

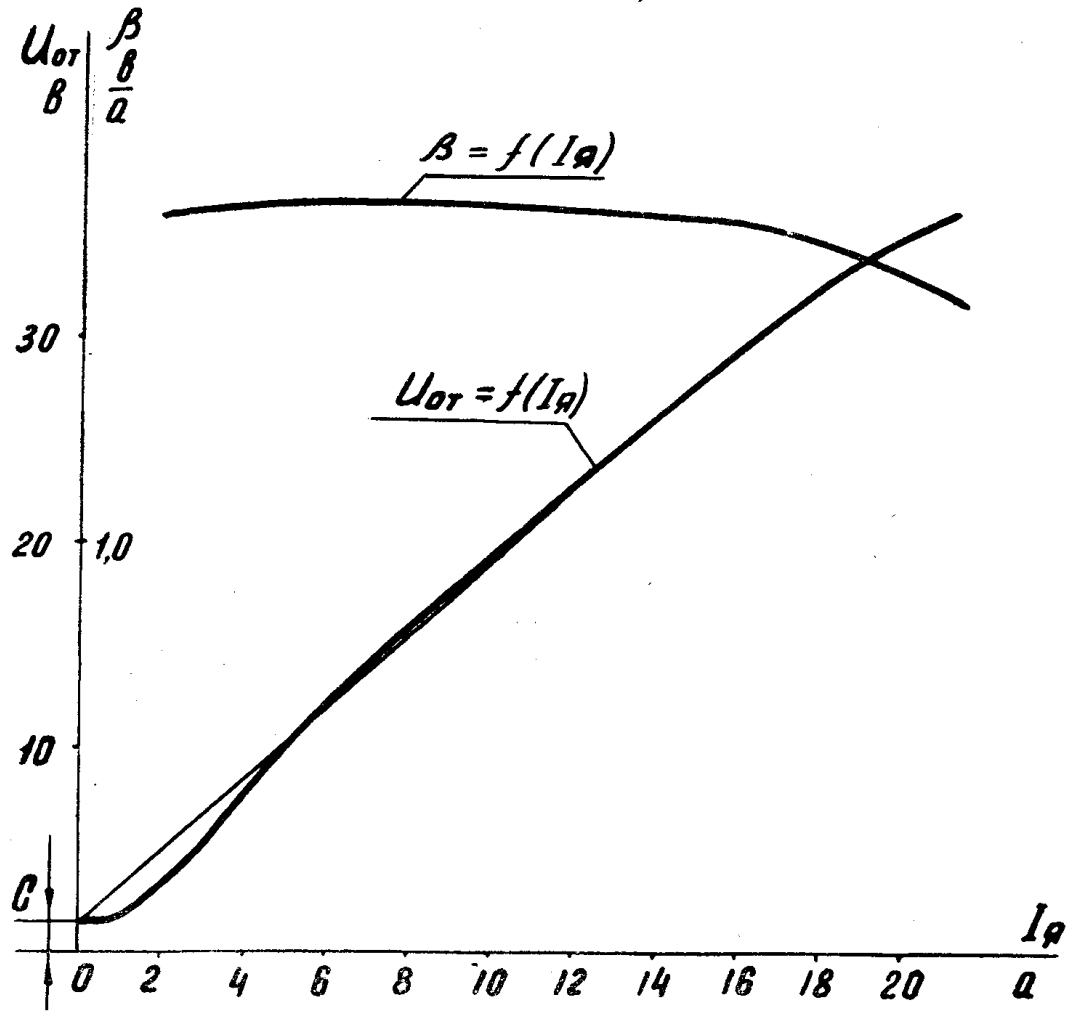


Рис. 5.

$\beta$  — коэффициент токовой обратной связи (токовой компенсации).

Подставляя (5) ÷ (7) в (4) после небольших преобразований найдем окончательное выражение для тока управления:

$$I_y = \frac{\sigma U_{\pi}}{R_y + k} + \frac{C - A}{R_y + k} + \frac{\beta + R_{\text{МУ}}}{R_y + k} I_{\text{я}}. \quad (8)$$

Скорость двигателя в общем виде определяется выражением

$$n = \frac{U_0}{c_E} - \frac{I_{\text{я}}}{c_E} R_3, \quad (9)$$

где  $R_3$  — сопротивление якорной цепи двигателя, при питании его от МУ (в общем случае

$$R_3 > r_{\text{я}} + 2r_{\text{в}} + 2r_{\text{р}} = R \text{ за счет влияния коммутации}).$$

Подставляя (8) в (6), а полученное выражение в (9), выведем уравнение скоростной характеристики двигателя в схеме рис. 4а.

$$n = \frac{A}{c_E} + \frac{k\sigma U_{\pi}}{(R_y + k)c_E} + \frac{(C - A)k}{(R_y + k)c_E} - \frac{I_{\text{я}}}{c_E} \left[ R_3 - \frac{k(\beta + R_{\text{МУ}})}{R_y + k} \right]. \quad (10)$$

Аналогично могут быть получены выражения для схемы рис. 4б (да и вообще для любой схемы);

$$I_{y2} = \frac{\sigma U_{\pi}}{R_{y2} + k_1 k_2} + \frac{C - (A + Bk_1)}{R_{y2} + k_1 k_2} + \frac{\beta + R_{\text{МУ}}}{R_{y2} + k_1 k_2} I_{\text{я}}, \quad (11)$$

$$n = \frac{A + Bk_1}{c_E} + \frac{k_1 k_2 \sigma U_{\pi}}{c_E (R_{y2} + k_1 k_2)} + \frac{[C - (A + Bk_1)] k_1 k_2}{c_E (R_{y2} + k_1 k_2)} - \frac{I_{\text{я}}}{c_E} \left[ R_3 - \frac{k_1 k_2 (\beta + R_{\text{МУ}})}{R_{y2} + k_1 k_2} \right], \quad (12)$$

где  $I_{y2}$  — ток управления промежуточного магнитного усилителя;

$k_2 = \Delta I_{y1} / \Delta I_{y2}$  — коэффициент усиления промежуточного усилителя;

$I_{y1} = B + k_2 I_{y2}$  — ток управления силового МУ;

$B$  — начальный ток управления промежуточного МУ по характеристике управления (рис. 6) при ее линейной аппроксимации. Суммарное сопротивление цепи сравнения и в данном случае определяется выражением

$$R_{y2} = r_{y2} + r_{\text{я}} + R_{\text{п}} \sigma (1 - \sigma).$$

Выражения (10) и (12) позволяют учитывать нелинейность характеристик элементов систем рис. 4. При этом расчет ведется методом последовательных приближений: по заданному  $\sigma$  ориентировочно определяется скорость двигателя  $n \approx \sigma n_{\text{ном}}$ , и выходное напряжение усилителя  $U_0$ ; по значению  $U_0$  с помощью характеристик рис. 3, 5, 6 находятся  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $A$ ,  $B$  и  $C$ ; далее с помощью выражений (8) или (11) уточняется выбор этих величин. После получения удовлетворительных результатов уточнения производится расчет характеристики для заданного  $\sigma$ .

Описанный метод дает вполне приемлемые для практики результаты, кроме этого, выражения (10), (12) могут быть использованы для выбора параметров системы при ее проектировании. В этом главное достоинство метода линеаризации.

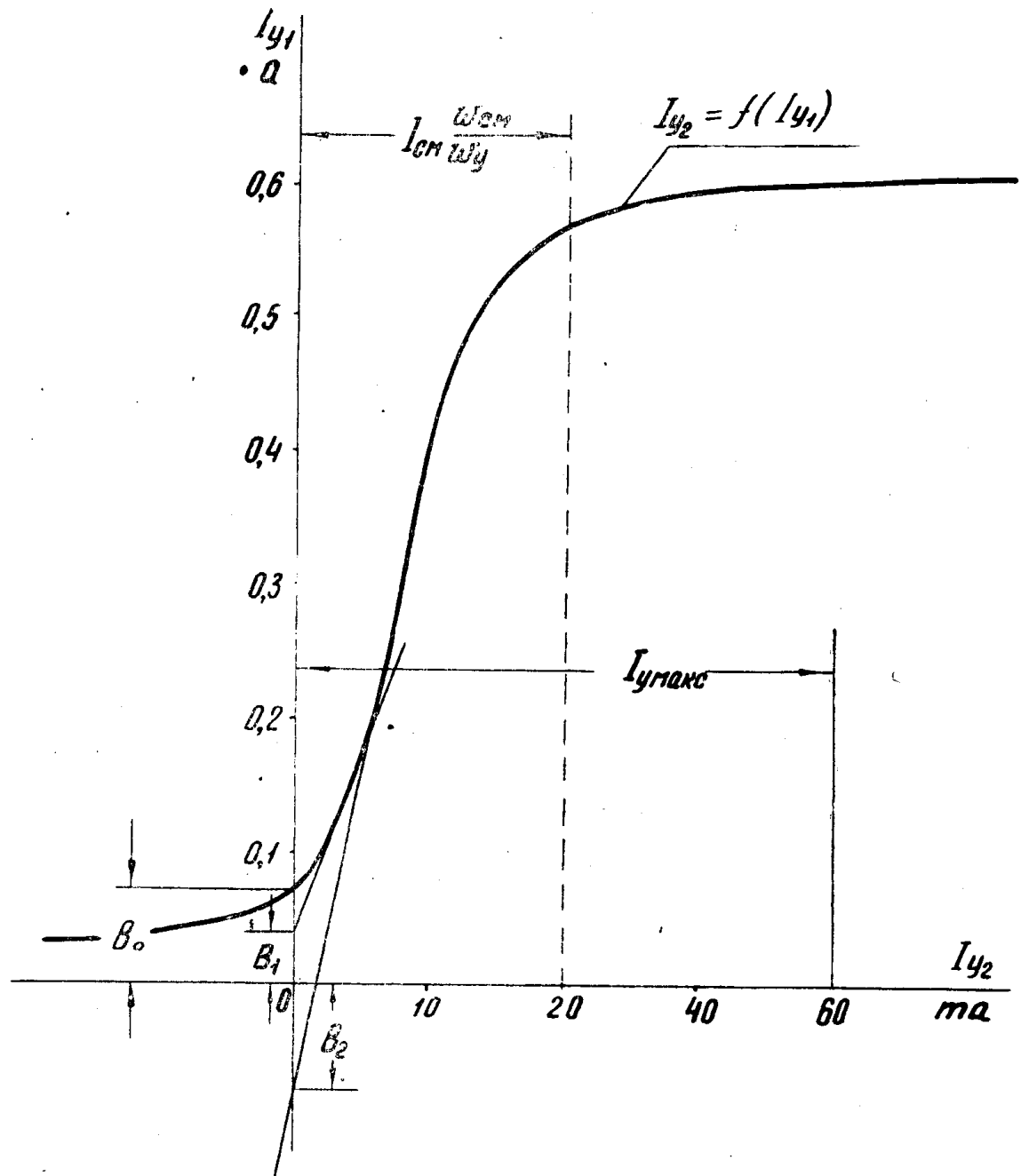


Рис. 6.

В заключение необходимо подчеркнуть, что выражения (11), (12) справедливы при наличии источника сглаженного задающего напряжения. Питание цепей управления от источника пульсирующего напряжения, как это имеет место в стандартных схемах ПМУ [6], значительно понижает чувствительность измерительной схемы, кроме этого, пульсирующее напряжение трансформируется из одной обмотки в другую, создавая однонаправленные токи в цепях управления за счет питания их от вентильных источников (например, при наличии промежуточного магнитного усилителя). Все это нарушает нормальную работу силового магнитного усилителя и затрудняет наладку. В связи с этим, там, где требуется иметь большую жесткость характеристик двигателя, рекомен-

дуются применять сглаживающие фильтры для напряжений управления, а в цепи смещения МУ, при питании ее от источников пульсирующего напряжения, целесообразно устанавливать сглаживающие дроссели для уменьшения наводок в цепях управления, приводящих в конечном счете к значительному понижению коэффициента усиления МУ.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Д. А. Аленчиков и В. С. Кулебакин. Метод расчета характеристик двигателей постоянного тока с дроссельным управлением. Автоматика и телемеханика, т. XX, № 7, 1959.

2. Д. А. Аленчиков. Метод расчета характеристик электропривода постоянного тока с дроссельным управлением, основанный на использовании семейств внешних характеристик выпрямительно-дроссельных преобразователей. Труды НИИ электропромышленности, том 5, 1959.

3. М. А. Боровиков. Графический метод расчета характеристик двигателей постоянного тока в системе магнитный усилитель—двигатель. Известия ТПИ, том 117, 1963.

4. М. А. Боровиков. Расчет характеристик двигателя постоянного тока, регулируемого при помощи однофазного магнитного усилителя с самонасыщением. Межвузовский сборник по вопросам автоматизации производства. Новосибирск, 1964.

5. М. А. Боровиков. Работа трехфазного магнитного усилителя с самонасыщением на якорь двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Труды четвертого Всесоюзного совещания по автоматизированному электроприводу. Издательство «Энергия», 1965.

6. А. Я. Петровский, Я. Б. Розман. Регулируемый электропривод с магнитными усилителями. Издательство «Энергия», 1964.