

## НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ПО ИССЛЕДОВАНИЮ ФАКТОРОВ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИХ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ В БЕСКОЛЛЕКТОРНЫХ ЭМУ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. И. СКОРОСПЕШКИН, Э. Н. ПОДБОРСКИЙ

(Рекомендовано научным семинаром кафедр электрических машин  
и общей электротехники)

Коэффициент усиления является основным показателем любого усилителя. Он оценивается соотношением мощностей входа и выхода усилителя:

$$K_y = \frac{m_s U_s \cdot I_s}{U_y \cdot I_y} = m_s \frac{U_s}{U_y} \cdot \frac{I_s}{I_y}, \quad (1)$$

где  $m_s$  — число фаз выходной обмотки БЭМУ;

$U_s$  — фазное напряжение на выходе;

$U_y$  — напряжение управления;

$I_y$  — ток управления;

$I_s$  — ток в фазе выходной обмотки;

$K_u = \frac{U_s}{U_y}$  — коэффициент усиления по напряжению;

$K_I = \frac{I_s}{I_y}$  — коэффициент усиления по току.

Выразим коэффициент усиления усилителя через его параметры, считая при этом, что магнитная система машины не насыщена. Это допущение является вполне приемлемым, так как рабочая точка всех усилителей обычно выбирается на линейной части характеристики холостого хода.

Э. д. с. фазы обмотки ротора

$$E_{p1} = 4,44 f_{p1} \cdot W_{p1} \cdot \Phi_y K_{об.p1}, \quad (2)$$

где  $f_{p1} = \frac{p \cdot n}{60}$  — частота э. д. с. обмотки ротора;

$W_{p1}$  — число витков фазы обмотки ротора первого каскада;

$\Phi_y$  — поток управления;

$K_{об.p1}$  — обмоточный коэффициент обмотки  $W_{p1}$ ;

$n$  — скорость вращения ротора в об/мин.

Поток, созданный током обмотки управления, равен

$$\Phi_y = \alpha_1 \tau_1 l i B_{\delta y}, \quad (3)$$

где  $\alpha_1$  — коэффициент полюсного перекрытия первого каскада;

$\tau_1$  — полюсное деление первого каскада;

$l i$  — расчетная длина машины;

$B_{\delta y}$  — индукция в воздушном зазоре от потока управления.

Для проведения потока управления через воздушный зазор необходима н. с. на зазор

$$F_{\delta y} = 1,6B_{\delta y} \cdot \delta' \quad (4)$$

Из выражения (4)

$$B_{\delta y} = \frac{F_{\delta y}}{1,6\delta'} = \frac{F_y}{1,6\delta' K_{\mu 1}} = \frac{I_y W_y K_{fy}}{1,6p_1 \delta' K_{\mu 1}}, \quad (5)$$

где  $\delta'$  — расчетный воздушный зазор;

$p_1$  — число пар полюсов первого каскада;

$W_y$  — число последовательно соединенных витков обмотки управления;

$K_{\mu 1} = \frac{F_{\delta y}}{F_y}$  — коэффициент насыщения первого каскада;

$K_{fy}$  — коэффициент формы поля обмотки управления;

$F_y$  — Н. С. обмотки управления.

Подставив выражение (5) в (2) с учетом (3), получим

$$E_{p1} = \frac{4,44nW_{p1}K_{об.p1}\alpha_1 r_1 l_1 W_y K_{fy}}{60 \cdot 1,6 \cdot K_{\mu 1} \cdot \delta'} I_y = R_{a1} \cdot I_y, \quad (6)$$

где

$$R_{a1} = \frac{44,4nW_{p1}K_{об.p1}\alpha_1 r_1 l_1 W_y K_{fy}}{60 \cdot 1,6 \cdot K_{\mu 1} \cdot \delta'} \quad (7)$$

сопротивление намагничивания первого каскада. Так как магнитная цепь усилителя не насыщена, то  $K_{\mu} = \text{const}$  и  $R_{a1} = \text{const}$ , поскольку все величины, входящие в (7), постоянны для данного усилителя.

Э. д. с. обмотки статора

$$E_s = 4,44f_s W_s \Phi_{\delta 2} K_{об.s}, \quad (8)$$

где

$f_s = \frac{p \cdot n}{60}$  — частота э. д. с. выходной обмотки статора;

$p_2$  — число пар полюсов второго каскада;

$W_s$  — число витков в фазе выходной обмотки;

$\Phi_{\delta 2}$  — поток на пару полюсов второго каскада;

$K_{об.s}$  — обмоточный коэффициент выходной обмотки.

По аналогии с выражением для  $E_{p1}$  запишем

$$E_s = R_{a2} \cdot I_{p2}, \quad (9)$$

где

$$R_{a2} = \frac{4,44W_s \cdot K_{об.s} \alpha_2 \tau_2 l_2 W_{p2} K_{f2}}{60 \cdot 1,6 \cdot K_{\mu 2} \cdot \delta'} \quad (10)$$

сопротивление намагничивания;

$I_{p2}$  — ток возбуждения второго каскада.

Первый каскад БЭМУ представляет собой трехфазный синхронный генератор, работающий на вентильную нагрузку. Коэффициент мощности при этом обычно очень близок к единице [1], поэтому для простоты считаем, что он равен единице. Этому случаю соответствует векторная диаграмма, представленная на рис. 1.

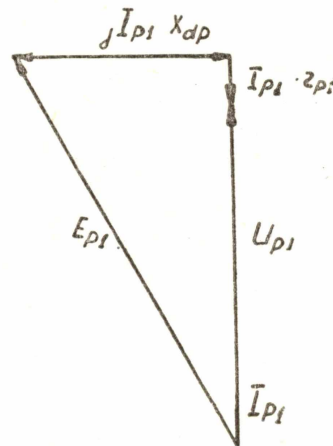


Рис. 1. Векторная диаграмма первого каскада усилителя.

Из диаграммы можно записать

$$E_{p1}^2 = (U_{p1} + I_{p1} \cdot r_{p1})^2 + I_{p1}^2 X_{dp}^2$$

или

$$E_{p1}^2 = K_{up}^2 I_{p2}^2 r_{p2}^2 + K_{Ip}^2 I_{p2}^2 r_{p1}^2 + 2K_{up} I_{p2}^2 r_{p2}^2 K_{Ip} r_{p1} + K_{Ip}^2 I_{p2}^2 X_{dp}^2.$$

Отсюда находим ток возбуждения второго каскада

$$I_{p2} = \frac{E_{p1}}{\sqrt{K_{Ip}^2 X_{dp}^2 + K_{up}^2 r_{p2}^2 + K_{Ip}^2 r_{p1}^2 + 2K_{up} K_{Ip} r_{p2} r_{p1}}}, \quad (11)$$

$K_{Ip} = \frac{I_{p1}}{I_{p2}}$  — отношение фазного тока в обмотке ротора к выпрямленному;

$K_{up} = \frac{U_{p1}}{U_{p2}}$  — отношение фазного напряжения к выпрямленному;  
 $X_{dp}$  — синхронное индуктивное сопротивление обмотки ротора первого каскада;

$r_{p1}$  — активное сопротивление обмотки  $W_{p1}$ ;

$r_{p2}$  — активное сопротивление обмотки  $W_{p2}$ .

По аналогии с выражением (6) можно записать

$$I_{p2} = \frac{R_{a1} \cdot I_y}{\sqrt{K_{Ip}^2 X_{dp}^2 + K_{up}^2 r_{p2}^2 + K_{Ip}^2 r_{p1}^2 + 2K_{up} K_{Ip} r_{p1} r_{p2}}}. \quad (12)$$

Так как параметры считаем постоянными, то

$$I_{p2} = I_y \cdot K_{11}, \quad (13)$$

где

$$K_{11} = \frac{R_{a1}}{\sqrt{K_{Ip}^2 X_{dp}^2 + K_{up}^2 r_{p2}^2 + K_{Ip}^2 r_{p1}^2 + 2K_{up} K_{Ip} r_{p1} r_{p2}}} \quad (14)$$

коэффициент усиления по току первого каскада.

Подставив (12) в (9), получим

$$E_s = R_{a2} I_{p2} = \frac{R_{a1} \cdot R_{a2} \cdot I_y}{\sqrt{K_{Ip}^2 X_{dp}^2 + K_{up}^2 r_{p2}^2 + K_{Ip}^2 r_{p1}^2 + 2K_{up} K_{Ip} r_{p1} r_{p2}}} \quad (15)$$

или

$$E_s = R_a \cdot I_y, \quad (16)$$

где

$$R_a = \frac{R_{a1} R_{a2}}{\sqrt{K_{Ip}^2 X_{dp}^2 + K_{up}^2 r_{p2}^2 + K_{Ip}^2 r_{p1}^2 + 2K_{up} K_{Ip} r_{p1} r_{p2}}}. \quad (17)$$

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки ротора  $r_{p1} = 0$ , то

$$K_{11} = \frac{R_{a1}}{\sqrt{K_{Ip}^2 X_{dp}^2 + K_{up}^2 r_{p2}^2}} \quad (18)$$

и

$$I_{p2} = \frac{R_{a1} I_y}{\sqrt{K_{Ip}^2 X_{dp}^2 + K_{up}^2 r_{p2}^2}}. \quad (19)$$

При работе усилителя с симметричной нагрузкой при постоянстве сигнала управления напряжение на выходе изменяется по уравнению

$$U_s = \sqrt{E_s^2 - (I_s X_{ds} \cdot \cos \varphi - I_s r_s \sin \varphi)^2} - (I_s r_s \cos \varphi + I_s X_{ds} \sin \varphi), \quad (20)$$

где  $X_{ds}$  — синхронное индуктивное сопротивление выходной обмотки;



$r_s$  — активное сопротивление фазы выходной обмотки;  
 $\cos \varphi$  — коэффициент мощности.

Подставив (19) в (1), получим выражение для коэффициента усиления бесколлекторного электромашинного усилителя:

$$K_y = \frac{m_s I_s [V E_s^2 - (I_s X_{ds} \cos \varphi - I_s r_s \sin \varphi)^2 - I_s r_s \cos \varphi + I_s X_{ds} \sin \varphi]}{U_y I_y} \quad (21)$$

С учетом (16) выражение (21) примет вид:

$$K_y = \frac{m_s I_s [V R_a^2 I_y^2 - (I_s X_{ds} \cos \varphi - I_s r_s \sin \varphi)^2 - I_s r_s \cos \varphi + I_s X_{ds} \sin \varphi]}{U_y I_y} \quad (22)$$

Выражение (22), полученное для коэффициента усиления при симметричной нагрузке, не учитывает потерь в стали. Поэтому действительный коэффициент усиления практически будет иной, чем рассчитанный по приведенной формуле.

При работе бесколлекторного электромашинного усилителя в режиме внешней характеристики мощность управления остается постоянной. Поэтому коэффициент усиления будет зависеть в первую очередь от величины выходной мощности, увеличиваясь с ростом последней. Однако рост коэффициента усиления не беспределен, так же как и выходной мощности, которая определяется геометрией машины и ее электромагнитными нагрузками.

Коэффициент усиления сильно зависит от жесткости внешних характеристик усилителя: чем жестче внешняя характеристика, тем больше коэффициент усиления. БЭМУ без обратных связей имеет крутопадающие внешние характеристики, а следовательно, и малый коэффициент усиления.

При постоянстве сигнала управления с ростом нагрузки в БЭМУ без обратных связей коэффициент усиления растет с ростом снимаемой мощности до максимального значения, а затем начинает падать. Наибольшее значение коэффициента усиления в этом случае можно определить, взяв производную выражения (21) по  $I_s$  и приравняв ее нулю. Если пренебречь активным сопротивлением обмотки статора ( $r_s = 0$ ), то после несложных преобразований можно получить, что критический ток нагрузки, при котором коэффициент усиления имеет наибольшее значение, будет равен

$$I_{скр} = \frac{E_s}{V \sqrt{2} X_{ds}}, \quad (23)$$

а напряжение на выходе при этом равно

$$U_{скр} = \frac{E_s}{\sqrt{2}}. \quad (24)$$

Наибольшее значение коэффициента усиления при этом определится как

$$K_{y\max} = \frac{m_s E_s^2}{2U_y I_y X_{ds}}. \quad (25)$$

Если выражение (16) подставить в (25), то максимальный коэффициент усиления БЭМУ без обратных связей будет равен:

$$K_{y\max} = \frac{m_s R_a^2}{2r_y X_{ds}}. \quad (26)$$

Это выражение удобно тем, что в него входят только параметры усилителя.

Применением обратных связей возможно поддерживать постоянным напряжение на выходе при изменении нагрузки до номинальной. При этом для коэффициента усиления можно записать следующее выражение:

$$K_y = \frac{m_s E_s}{U_y I_y} I_{сн} = \frac{m_s R_a I_y}{U_y I_y} = \frac{m_s R_a}{U_y} I_{сн}, \quad (27)$$

где  $I_{сн}$  — номинальный фазный ток.

Нами изготовлен и исследован бесколлекторный электромашинный усилитель с фиксированной частотой с данными  $P_H = 4$  кВт,  $U_{сн} = 220$  в,  $f_s = 10$  гц,  $n = 3000$  об/мин.

На рис. 2 приведены зависимости коэффициента усиления от тока нагрузки при постоянном сигнале управления, снятые эксперименталь-

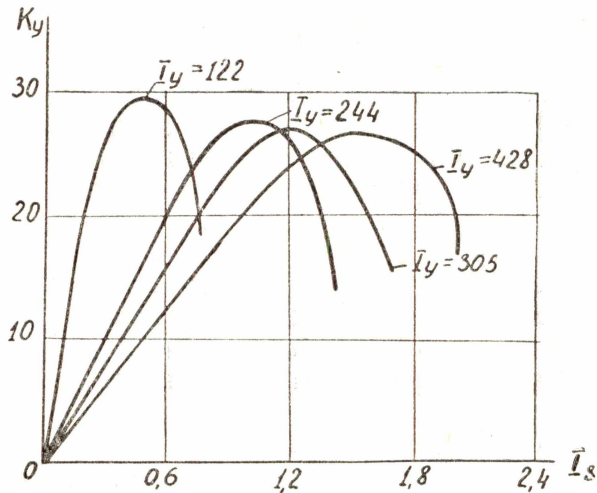


Рис. 2. Коэффициент усиления при отсутствии обратной связи. Выпрямитель ротора собран по схеме Ларионова.

но для данного усилителя, выпрямитель ротора которого собран по схеме Ларионова. Как видно из этого рисунка, коэффициент усиления БЭМУ без обратной связи очень мал; максимальный коэффициент усиления равен  $K_{y_{max}} = 30$ . Подсчитанный по формуле (26) максимальный коэффициент усиления имеет примерно такое же значение.

Для увеличения коэффициента усиления использовались обратные связи, которые позволили поддерживать на выходе постоянное напряжение. На рис. 3 приведена зависимость коэффициента усиления от тока нагрузки для этого случая (прямая 1).

Таким образом, за счет обратных связей удалось увеличить коэффициент усиления примерно в десять раз и довести его до  $K_y = 280$ .

Особенностью данного усилителя является то, что номинальный ток нагрузки превышает ток установившегося симметричного короткого замыкания без обратных связей в  $K = 4 \div 5$  раз. Поэтому можно номинальный ток нагрузки записать в следующем виде:

$$I_{сн} = K \cdot \frac{E_s}{X_{ds}} = \frac{K R_a I_y}{X_{ds}}. \quad (28)$$

Подставим это выражение в (27) и получим

$$K_{yn} = \frac{m_s R_a^2}{r_y X_{ds}} K. \quad (29)$$

Сравнивая (29) и (26) видим, что обратные связи позволяют увеличить коэффициент усиления примерно в 8 ÷ 10 раз. Однако полученный коэффициент усиления  $K_y = 280$  является недостаточным, для увеличения его необходимо уменьшить мощность управления. Это можно достичь путем увеличения сопротивления намагничивания.

$$R_\alpha = \frac{R_{\alpha 1} R_{\alpha 2}}{\sqrt{K_{I_p}^2 X_{d_p}^2 + K_{u_p}^2 r_{p2}^2 + r_{p1}^2 K_{I_p}^2 + 2K_{I_p} K_{u_p} r_{p1} r_{p2}}}$$

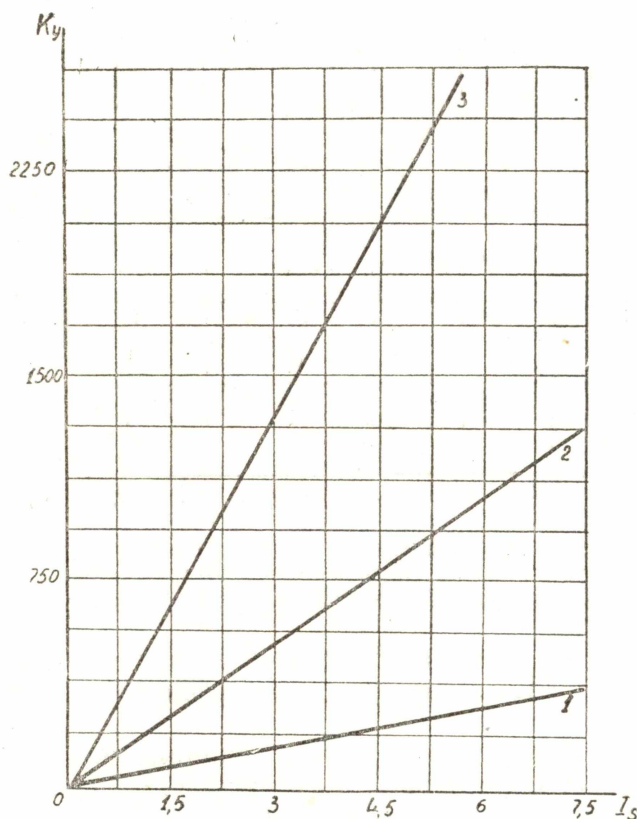


Рис. 3. Коэффициент усиления при наличии обратных связей.

В этом выражении под корнем самым большим является первый член, а остальными по сравнению с ним в первом приближении можно пренебречь, поэтому

$$R_\alpha = \frac{R_{\alpha 1} R_{\alpha 2}}{K_{I_p} X_{d_p}} \quad (30)$$

Из (30) видно, что увеличить  $R_\alpha$ , а тем самым и коэффициент усиления, можно путем уменьшения: 1) коэффициента  $K_{I_p}$ , 2) индуктивного сопротивления обмотки ротора.

Рассмотрим, от чего зависит коэффициент  $K_{I_p}$ . Для трехфазного выпрямителя  $K_{I_p} = \frac{I_{p1}}{I_{p2}}$ , т. е. равен отношению действующего значения тока в фазе ротора к выпрямленному току и зависит от схемы выпрямления.

Для схемы Ларионова в идеализированном выпрямителе по [1] он равен  $K_{I_p} = 0,82$ . Для однополупериодной трехфазной схемы  $K_{I_p} = 0,58$ . Сравнивая значения этого коэффициента для схемы Лари-



онова и однополупериодной, видим, что для последней он примерно в 1,4 раза меньше, чем для схемы Ларионова. Поэтому можно сделать вывод, что коэффициент усиления можно увеличить, если выпрямитель ротора собрать по однополупериодной трехфазной схеме. При этом вдвое сокращается количество диодов.

На рис. 4 представлены зависимости коэффициента усиления от тока нагрузки при различных значениях тока управления БЭМУ, выпрямитель ротора которого собран по трехфазной однополупериодной

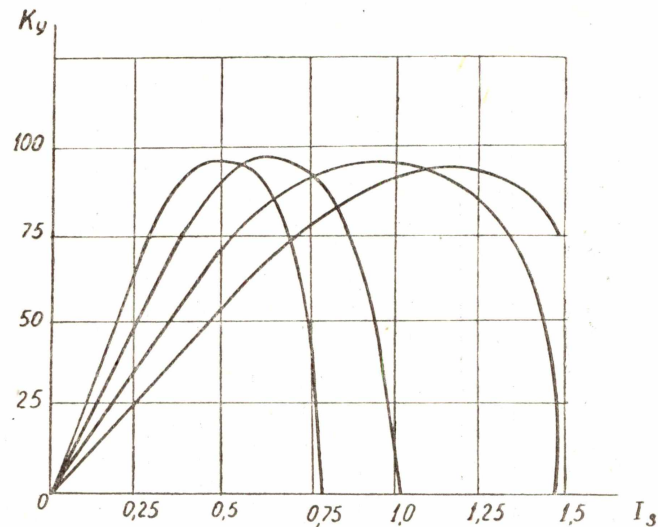


Рис. 4. Коэффициент усиления при отсутствии обратной связи. Выпрямитель ротора собран по трехфазной однополупериодной схеме.

схеме. Сравнивая рис. 4 и рис. 3, можно убедиться, что коэффициент усиления возрос. Максимальный коэффициент усиления равен  $K_{y\max} = 96$ .

Поддерживая на выходе постоянное напряжение с помощью обратных связей, удалось значительно увеличить выходную мощность, при этом коэффициент усиления возрос до  $K_y = 1050$ . Зависимость коэффициента усиления от тока нагрузки в этом случае приведена на рис. 3 (прямая 2).

Дальнейшее увеличение коэффициента усиления возможно за счет уменьшения  $X_{dr}$ . Уменьшить индуктивное сопротивление обмотки ротора удалось путем уменьшения числа витков  $W_{p1}$  при переключении ее в две параллельные ветви.

Для этого случая на рис. 5 представлены зависимости коэффициента усиления от тока на выходе при различных значениях тока управления. Сравнивая рис. 5 и рис. 4, видим, что коэффициент усиления возрос до  $K_y = 240$ . Обратные связи позволили поддерживать постоянное напряжение при изменении нагрузки. На рис. 3 прямой 3 представлена зависимость коэффициента усиления от тока нагрузки. Максимальное значение коэффициента усиления при этом равно  $K = 2688$ .

Следует, однако, отметить, что уменьшение числа витков приводит к увеличению  $R_a$  только до определенных пределов, при которых коэффициент усиления по току первого каскада имеет максимальное значение. Максимум  $K_{n1}$  можно найти, взяв от него производную по  $W_{p1}$  и приравняв ее к нулю,

$$\frac{dK_{n1}}{dW_{p1}} = \frac{d}{dW_{p1}} \left[ \frac{R_a^1 \cdot W_{p1}}{\sqrt{a W_{p1}^2 + b + c W_{p1}^2 + e W_{p1}}} \right] = 0, \quad (31)$$

где

$$R_a^1 = \frac{4,44 n K_{об.р1} \alpha_1 \tau_1 li W_y K_{fy}}{60 \cdot 1,6 \cdot K_{р1} \delta^1},$$

$$a = \left( 2m f_{р1} \frac{v_0 D li K_{об.р1}}{K_{р1} \delta^1 p_1^2} \right)^2 K_{Ip}^2,$$

$$b = K_{up}^2 r_{p2}^2,$$

$$c = K_{Ip} \cdot K^1,$$

$$r_{p1} = K^1 W_{p1},$$

$$e = 2K_{up} K_{Ip} r_{p2} \cdot K^1.$$

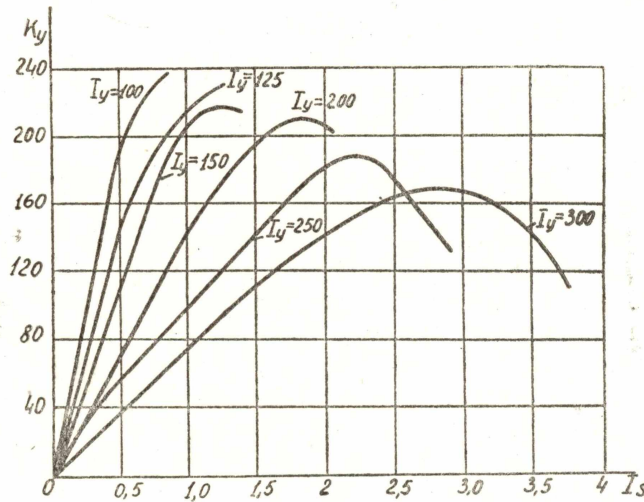


Рис. 5. Коэффициент усиления при отсутствии обратной связи. Выпрямитель ротора собран по трехфазной однополупериодной схеме, а число витков в обмотке ротора  $W_{p1}$  уменьшено вдвое.

После преобразований уравнение (31) примет вид

$$2 a W_{p1}^4 - e W_{p1} - 2 b = 0. \quad (32)$$

Решая это уравнение относительно  $W_{p1}$ , получим оптимальное число витков, при котором коэффициент усиления будет максимальным.

### Выводы

1. В результате исследования выявлено, что на коэффициент усиления решающим образом влияют зазор, скорость вращения и параметры усилителя и установлена между ними закономерная связь.

2. Выведены формулы коэффициента усиления, которые могут быть использованы при проектировании бесколлекторных электромашинных усилителей.

3. Полученное максимальное значение коэффициента усиления  $K_y = 2688$  не является предельным. Имеются реальные возможности увеличить его в 5—8 раз.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Г. Федосеев. Выпрямители и стабилизаторы. Госиздат, Искусство, 1960.