

ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАШИННОГО  
УСИЛИТЕЛЯ РЕГУЛИРУЕМОЙ ЧАСТОТЫ С УЧЕТОМ  
УПРАВЛЯЕМОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО КОММУТАТОРА  
(УПК)

Ш. С. Ройз, А. И. Скороспешкин

(Представлена научным семинаром кафедр электрических машин  
и общей электротехники)

Электромашиный усилитель регулируемой частоты представляет собой электромашино-полупроводниковый комплекс, состоящий из УПК и электромашиной части. Теоретическое исследование усилителя необходимо проводить с учетом всех звеньев усилителя, учитывая специфику работы УПК и электромашиной части. УПК совместно с обмоткой управления можно рассматривать как  $m$ -фазный инвертор. Это позволяет рассмотреть все процессы, происходящие в усилителе в целом. Более того, такое представление обмотки управления и УПК позволяет получить основное уравнение и построить схему замещения, необходимую при практических расчетах.

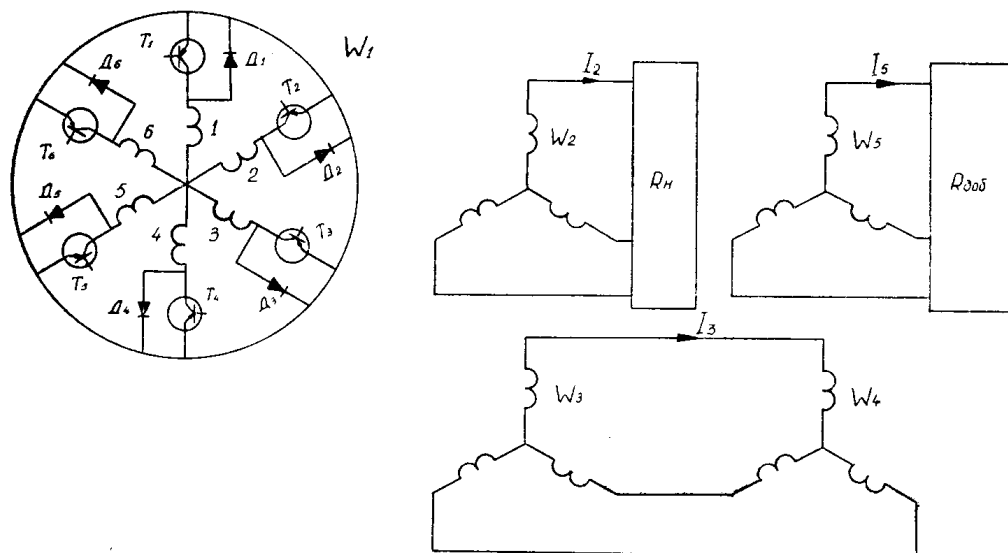


Рис. 1. Схема электромашиного усилителя регулируемой частоты в бесконтактном исполнении

На рис. 1 представлена схема электромашиного усилителя с полупроводниковыми ключами в цепи обмотки управления. Обозначения на рисунке:  $T_1, T_2, \dots, T_6$  — полупроводниковые ключи.  $D_1, D_2, \dots, D_6$  — обратные диоды, 1, 2, ..., 6 — фазы обмотки управления  $W_1$ ;  $W_2$  — выходная обмотка усилителя,  $W_3$  и  $W_4$  — обмотки ротора основного и дополнительного каскадов,  $W_5$  — статорная обмотка дополнительного каскада.

Назначение обратных диодов в схеме УПК состоит в том, что при работе усилителя в режиме холостого хода или неполной нагрузки результирующий магнитный поток наводит э.д.с. в обмотке управления. Переменный ток, протекающий по обмотке управления, выпрямляется за счет обратных диодов и поступает в сеть постоянного тока. Наличие обратных диодов в схеме УПК благоприятно сказывается и на работе УПК, уменьшая величину перенапряжений на силовых элементах коммутатора. Таким образом, обратные диоды оказывают положительное влияние на работу УПК, а также позволяют осуществить передачу мощности ротора в режимах холостого хода и неполной нагрузки усилителя в сеть постоянного тока, что уменьшает мощность управления и увеличивает коэффициент усиления усилителя.

Напряжение постоянного тока, прикладываемое к каждой фазе обмотки управления при симметричном законе коммутации, представляет собой прямоугольные импульсы (рис. 2), длительностью равные половине периода изменения частоты управления.

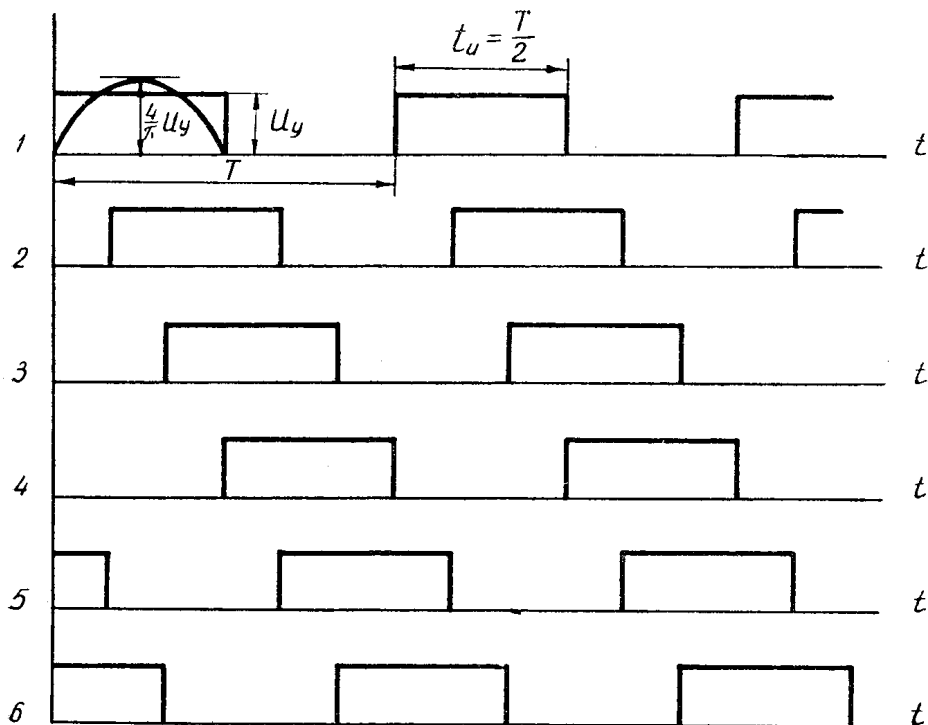


Рис. 2

Действующее значение первой гармонической эквивалентного напряжения переменного тока, приложенного к обмотке управления, равно

$$U_{y\sim} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} U_y, \quad (1)$$

где

$\frac{4}{\pi} U_y$  — амплитуда эквивалентного напряжения переменного тока,

$U_y$  — напряжение сети постоянного тока.

При отсутствии обратных диодов соотношение постоянного и эквивалентного переменного токов определяется выражением

$$I_y = K_I I_{y\sim}, \quad (2)$$

где

$I_y \sim$  — эквивалентный переменный ток, протекающий по каждой фазе обмотки управления;

$I_y$  — постоянный ток, потребляемый из сети постоянного тока;

$K_T$  — коэффициент по току, учитывающий схему УПК.

При наличии обратных диодов в схеме УПК ток управления, протекающий по цепи управления, равен

$$I_y = I_y' - I_y'', \quad (3)$$

где

$I_y$  — результирующий ток цепи управления,

$I_y'$  — потребляемый ток из сети постоянного тока,

$I_y''$  — постоянный ток, обусловленный активной составляющей тока ротора.

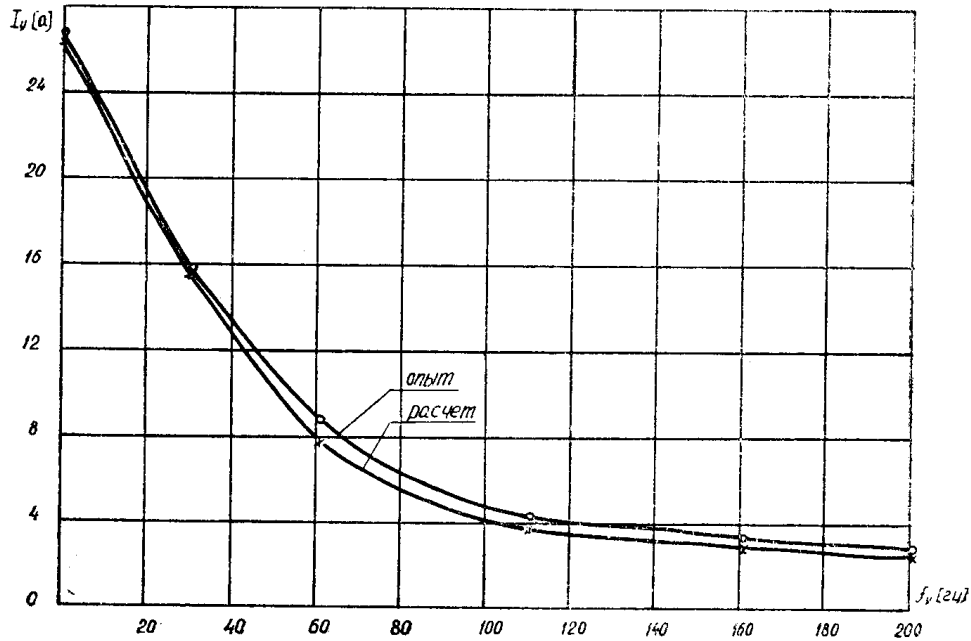


Рис. 3. Входная частотная характеристика  $J_y = f(f_y)$  при  $U_y = \text{const} = 5,5$  в

Опытная и расчетная характеристики  $I_y = f(f_y)$  при  $U_y = \text{const} = 5,5$  в и разомкнутых цепях нагрузки и ротора (рис. 3) показывают достаточную сходимость, что позволяет сделать вывод о том, что полученные выражения (1), (2), (3) справедливы и могут быть применены при расчете.

Учитывая выражения (1), (2), (3), можно рассматривать схему электромашинного усилителя, обмотка управления которого питается от источника переменного тока.

Составим уравнения равновесия э.д.с. для одной из фаз обмоток  $W_1, W_2, W_3, W_4, W_5$ :

$$U_1 = I_1(r_1 + j\omega_y P_1 L_1) + jI_2 \omega_y M_{12} P_1 + jI_3 M_{13} P_1 \quad (4)$$

$$U_2 = -I_2(r_2 + j\omega_y P_1 L_1) - jI_3 \omega_y M_{23} P_1 + jI_1 \omega_y M_{21} P_1 \quad (5)$$

$$0 = I_3 [ (r_2 + r_4) + j(\omega_y - \omega) P_1 L_3 + j(\omega_y - \omega) P_1 L_4 ] + jI_1 \omega_y P_1 M_{31} + jI_2 \omega_y M_{32} + jI_5 M_{45} (\omega_y - \omega) P_1; \quad (6)$$

$$0 = I_5 \{ r_5 + j[\omega_y P_1 - \omega(P_1 \pm P_2)] L_5 \} + jI_3 M_{54} \{ \omega_y P_1 - \omega(P_1 \pm P_2) \}, \quad (7)$$

где

$L_1, L_2, L_3, L_4, L_5$  — собственные индуктивности обмоток  $W_1, W_2, W_3, W_4, W_5$ ;

$M_1 = M_{31} = M_{21} = M_{32} = M_{12} = M_{13} = M_{23}$  — взаимоиндуктивности по основному каскаду;

$M_2 = M_{45} = M_{54}$  — взаимоиндуктивности по дополнительному каскаду;

$\omega_y$  и  $\omega$  — угловые скорости поля управления и ротора;

$P_1$  и  $P_2$  — полюсности основного и дополнительного каскадов.

Знаки  $\pm$  в (6) означают согласное и встречное направление вращения поля обмотки  $W_4$  и ротора.

Преобразуем уравнение (6), разделив правую и левую части его на  $S_1$ ,

$$0 = I_3 \left[ \frac{r_3 + r_4}{S_1} + j\omega_y P_1 (L_3 + L_4) \right] + j(I_1 + I_2) M_1 \omega_y r_1 + j(I_3 + I_5) M_2 \omega_y P_1, \quad (8)$$

где

$$S_1 = \frac{\omega_y - \omega}{\omega_y} \text{ — скольжение основного каскада.}$$

Аналогичные преобразования проведем с уравнением (7), разделив правую и левую части его на  $S_1$  и  $S_2$ ,

$$0 = I_5 \left( \frac{r_5}{S_1 S_2} + jL_5 \omega_y P_1 \right) + jI_3 M_2 \omega_y P_1, \quad (9)$$

где

$$S_2 = \frac{\omega_y P_1 - \omega(P_1 \pm P_2)}{(\omega_y - \omega) P_1} \text{ — скольжение дополнительного каскада.}$$

Предполагая, что взаимоиндуктивности и токи изменяются по синусоидальному закону, уравнения (4), (5), (8), (9) после ряда преобразований примут вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= I_1(r_1 + jX_{\sigma 1}) + I_{01} Z_{01}, \\ \dot{U}_2 &= -I_2(r_2 + jX_{\sigma 2}) - I_{01} Z_{01}, \\ 0 &= I_3 \left[ \frac{r_3 + r_4}{S_1} + j(X_{\sigma 3} + X_{\sigma 4}) \right] + I_{01} Z_{01} + I_{02} Z_{02}, \\ 0 &= I_5 \left( \frac{r_5}{S_1 S_2} + jX_{\sigma 5} \right) + I_{02} Z_{02}, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$\dot{I}_{01} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3$  — намагничивающий ток основного каскада,

$\dot{I}_{02} = \dot{I}_3 + \dot{I}_5$  — намагничивающий ток дополнительного каскада,

$Z_{01}$  — сопротивление намагничивающего контура основного каскада,

$Z_{02}$  — сопротивление намагничивающего контура дополнительного каскада.

Используя систему уравнений (10), построим схему замещения усилителя (рис. 4). Полученная система уравнений (10) и построенная схема замещения позволяют рассчитать возможные режимы работы усилителя.

Для удобства анализа преобразуем схему замещения (рис. 4), сложив намагничивающий и вторичный контуры дополнительного каскада (рис. 5).

Значения параметров  $R$  и  $X$  на схеме замещения определяются выражениями

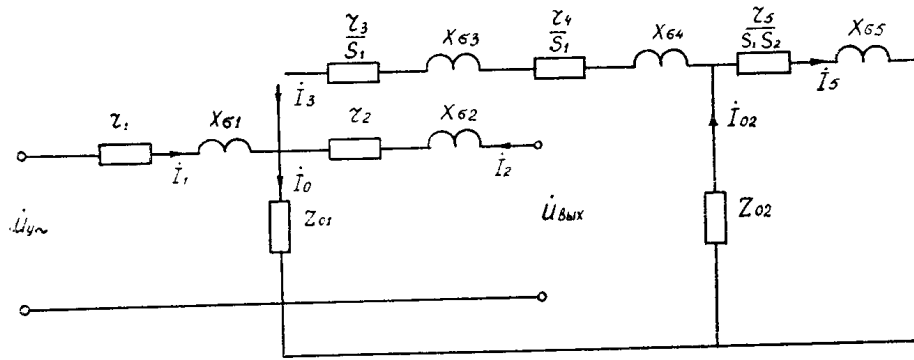


Рис. 4. Схема замещения усилителя в бесконтактном исполнении.

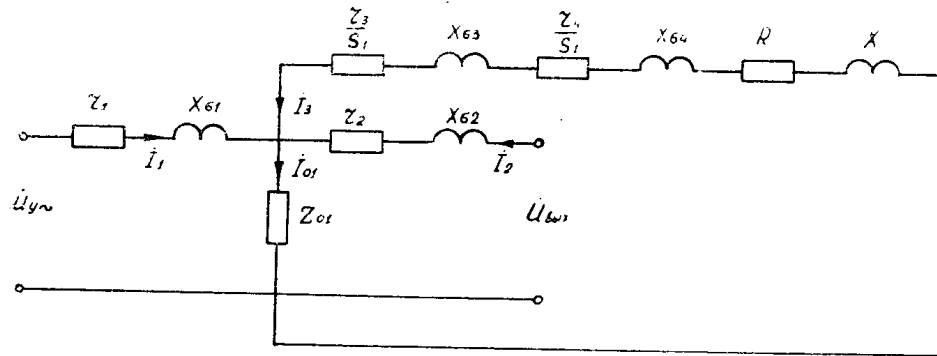


Рис. 5. Преобразованная схема замещения усилителя в бесконтактном исполнении

$$R = \frac{\frac{r_5}{S_1 S_2} \cdot X_{02}^2}{\left(\frac{r_5}{S_1 S_2}\right)^2 + (X_{02} + X_{с5})^2}, \quad (11)$$

$$X = \frac{X_{02} \left[ \left(\frac{r_5}{S_1 S_2}\right)^2 + (X_{02} + X_{с2}) X_{с5} \right]}{\left(\frac{r_5}{S_1 S_2}\right)^2 + (X_{02} + X_{с5})^2}, \quad (12)$$

Проведем анализ параметров  $R$  и  $X$  в зависимости от режима работы усилителя.

Значение скольжения  $S_1$  предполагается всегда отрицательным, исходя из принципа работы основного каскада усилителя (режим асинхронного генератора).

Значения скольжения  $S_2$  могут быть как положительными, так и отрицательными в зависимости от режима работы дополнительного каскада.

Параметр  $X$  на схеме замещения принимается всегда положительным, независимо от значений скольжения  $S_1$  и  $S_2$ , что свидетельствует о том, что в цепи ротора основного каскада присутствует дополнительная индуктивная нагрузка, обусловленная наличием дополнительного каскада. Последнее обуславливает увеличение реактивной составляющей тока обмотки управления, что увеличивает расчетную мощность УПК.

Параметр  $R$  на схеме замещения может принимать как положитель-

ные, так и отрицательные значения в зависимости от значений скольжения  $S_2$ . Скольжение  $S_2$  имеет положительные значения в режиме асинхронного преобразователя частоты (поле обмотки  $W_4$  и ротор вращаются встречно). Параметр  $R$  принимает отрицательные значения, что свидетельствует о том, что потери в усилителе в данном режиме увеличиваются за счет дополнительного каскада.

Параметр  $R$  принимает отрицательные значения и в случае, если  $S_2 > 0$  (двигательный режим). Этот режим справедлив, когда  $\omega_y P_1 < \omega(P_1 - P_2)$ .

Параметр  $R$  принимает положительные значения в случае, если  $S_2 < 0$  (генераторный режим). Этот режим наступает тогда, когда  $\omega_y P_1 > \omega(P_1 - P_2)$ .

Внешняя характеристика — одна из основных характеристик усилителя. Выражение для нее можно получить в виде:

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_{01} - \dot{I}_2 Z_2, \quad (13)$$

где

$$E_{01} = \frac{\frac{4}{\pi \sqrt{2}} U_y K_{u1}}{1 + \frac{Z_{\sigma 1}(Z_{01} + Z_3)}{Z_{01} + Z_3}} \quad \text{— э.д.с. холостого хода усилителя,}$$

$$Z_3 = \frac{r_3 + r_4}{S_1} + j(X_{\sigma 3} + X_{\sigma 4}) + R + jX$$

$$Z_{\sigma 1} = r_1 + jX_{\sigma 1}$$

$K_{u1}$  — коэффициент по напряжению.

Опытная и расчетная внешние характеристики приведены на рис. 6. Как видно из рисунка, имеется достаточная сходимость расчета и опыта.

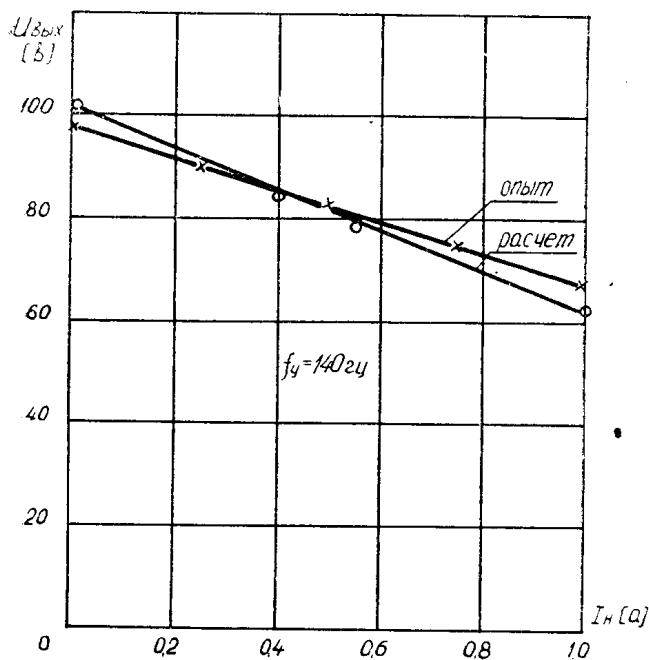


Рис. 6. Внешняя характеристика усилителя. Дополнительный каскад работает в режиме двигателя

Коэффициент усиления является одним из важных показателей усилителя. Коэффициент усиления равен отношению мощностей выхода и входа.

Выходная мощность, выраженная через параметры нагрузки, равна

$$P_2 = \left( \frac{E_{01}}{Z_{\sigma 2} + Z_H} \right)^2 Z_H \cos \varphi_H m_2. \quad (14)$$

Мощность управления, требуемая на создание магнитного потока и компенсации реактивных составляющих ротора и нагрузки, определяется по формуле

$$P_X = \frac{K_1 \frac{4}{\pi \sqrt{2}} U_y^2 K_{u1} (Z_{01} + Z_3) (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H) + Z_{01} Z_3}{Z_1 [(Z_{01} + Z_3) (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H) + X_{01} X_3] + Z_{01} Z_3 (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H)}. \quad (15)$$

Коэффициент усиления с учетом (14) и (15) равен

$$K_Y = \frac{m_2 K_{u1} Z_H \cos \varphi_H \{ Z_{\sigma 1} [(Z_{01} + Z_3) (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H) + Z_{03} Z_3] + Z_{01} Z_3 (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H) \}}{K_1 (Z_{\sigma 2} + Z_H)^2 [(Z_{\sigma 2} + Z_2) (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H) + Z_{01} Z_3] + Z_{01} Z_3 (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H)}. \quad (16)$$

Анализ выражения (16) показывает, что коэффициент усиления определяется параметрами обмоток усилителя, а также характером и величиной нагрузки.

Коэффициент усиления можно представить в ином виде

$$K_Y = \frac{m_3 K_{u1} R_3 \{ Z_{\sigma 1} [(Z_{01} + Z_3) (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H) + Z_{01} Z_3 (Z_2 + Z_H \sin \varphi_H)] \}}{S_1 K_1 [(Z_{01} + Z_3) (Z_{\sigma 2} + Z_H \sin \varphi_H) + Z_{01} Z_3] Z_3}. \quad (17)$$

Выражение (17) получено из условия, что мощность выхода усилителя равна мощности ротора:

$$P_{\text{вых}} = P_3 = \left( \frac{E_{01}}{Z_3} \right)^2 \frac{R_3 m_3}{S_1}. \quad (18)$$

Как видно из выражения (17), коэффициент усиления также зависит от параметров ротора и скольжения  $S_1$ .

Усилитель регулируемой частоты может быть выполнен и в контактном варианте (рис. 7).

В контактном исполнении усилителя схема замещения упрощается (рис. 8), так как  $Z_{02} = \infty$ ,  $Z_{\sigma 4} = 0$ . Система уравнений, описывающая возможные режимы работы усилителя в контактном исполнении, принимает вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 (r_1 + jX_{\sigma 1}) + \dot{I}_{01} Z_{01}, \\ \dot{U}_2 &= -\dot{I}_2 (r_2 + jX_{\sigma 2}) - \dot{I}_{01} Z_{01}, \\ 0 &= \dot{I}_3 \left( \frac{r_3}{S_1} + jX_{\sigma 3} \right) + \dot{I}_{01} Z_{01}. \end{aligned} \quad (19)$$

Выражения для внешней характеристики (13) и коэффициента усиления (16) остаются такими же, как и в бесконтактном исполнении усилителя, причем  $R=X=0$ .

Необходимо отметить, что электромашинный усилитель в контактном исполнении может работать в режиме двигателя (момент на валу приводного двигателя отсутствует и обмотка  $W_2$  — разомкнута) и в ре-

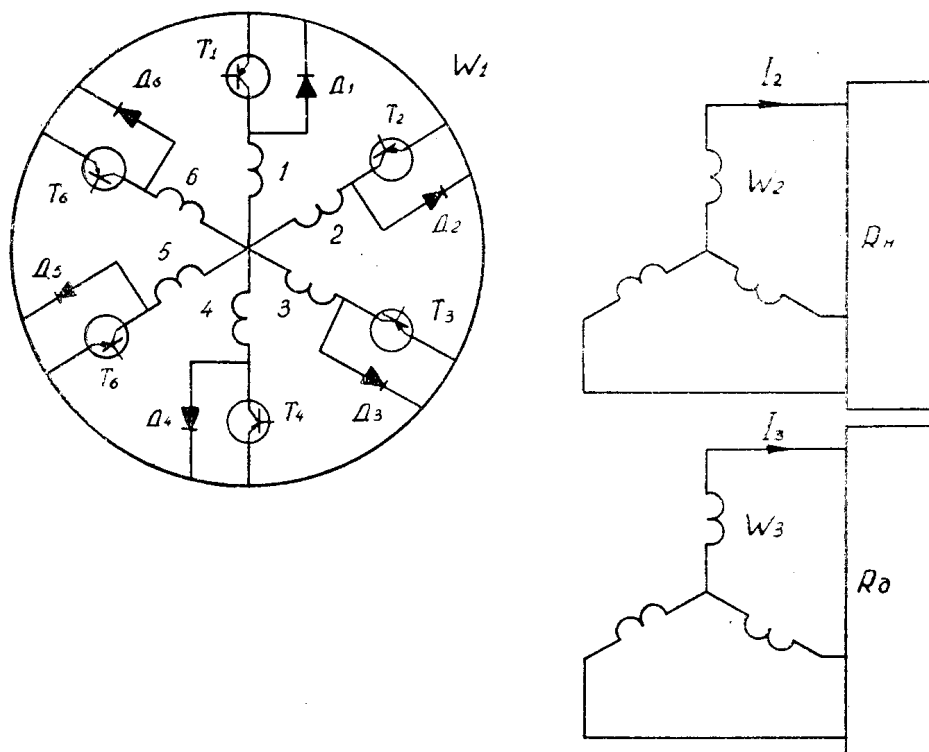


Рис. 7. Схема электромашинного усилителя регулируемой частоты в контактном исполнении

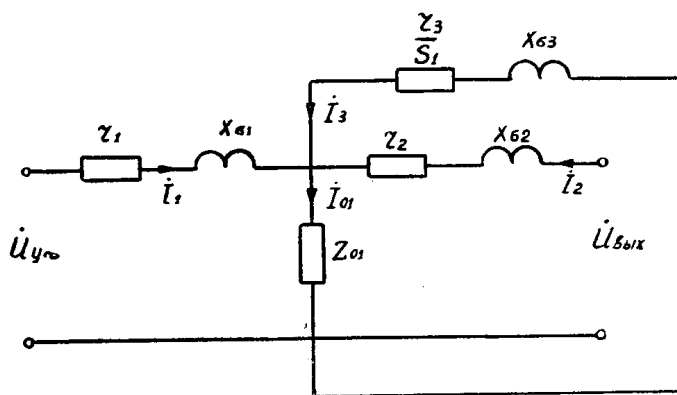


Рис. 8. Схема замещения усилителя в контактном исполнении

жиме преобразователя (обмотка  $W_3$  — разомкнута). Система уравнений для двигательного режима принимает вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1(r_1 + jX_{c1}) + \dot{I}_{01}Z_{01}; \\ 0 &= \dot{I}_3\left(\frac{r_3}{S_1} + jX_{c3}\right) + \dot{I}_{01}Z_{01}. \end{aligned} \quad (20)$$

Для преобразовательного режима справедливы уравнения:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1(r_1 + jX_{c1}) + \dot{I}_{01}Z_{01}, \\ \dot{U}_2 &= -\dot{I}_2(r_2 + jX_{c2}) - \dot{I}_{01}Z_{01}. \end{aligned} \quad (21)$$



В целом результаты работы можно сформулировать следующими выводами:

1. В усилителе с регулируемой частотой УПК и обмотку управления можно представлять как  $m$ -фазный инвертор.

2. При таких условиях получены основные уравнения, позволяющие для бесконтактного и контактного вариантов построить схемы замещения и провести анализ всех режимов работы усилителя.

3. Получены уравнения для внешней характеристики и коэффициента усиления, позволяющие построить и провести анализ их зависимостей от различных параметров.

---