

ЭНЕРГЕТИКА

М. Г. МНАЦАКАНЯН

ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ТРЕХФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА
ТОКА С ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ С АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ
НАГРУЗКОЙ

Трехфазный трансформатор тока (ТТП) с подмагничиванием является одним из важных узлов в схемах автоматического регулирования возбуждения синхронных генераторов малой и средней мощностей (рис. 1). Назначение ТТП в таких схемах — изменение тока возбуждения установившегося режима синхронного генератора в зависимости от величины напряжения и тока нагрузки, при котором напряжение генератора не выходит за пределы точности поддержания.

Примем в качестве выходного сигнала ТТП среднее за треть периода значения тока нагрузки I_B , а входных сигналов — среднее значение напряжения управления U_y и амплитудное значение первичного питающего тока за тот же промежуток времени. Первичная обмотка ТТП питается от симметричного трехфазного источника тока. Трансформаторы выполнены на одинарных сердечниках, соединенных в трехфазную систему.

Статья посвящена нахождению передаточной функции, в зависимости от параметров стационарного режима ТТП. В работе приняты следующие допущения: кривая намагничивания магнитопровода идеальная; активное сопротивление обмотки переменного тока равно нулю; магнитное рассеяние отсутствует; форма кривой первичного тока синусоидальная; выпрямитель идеальный, т. е. сопротивление вентилей в прямом направлении равно нулю, в обратном — бесконечности.

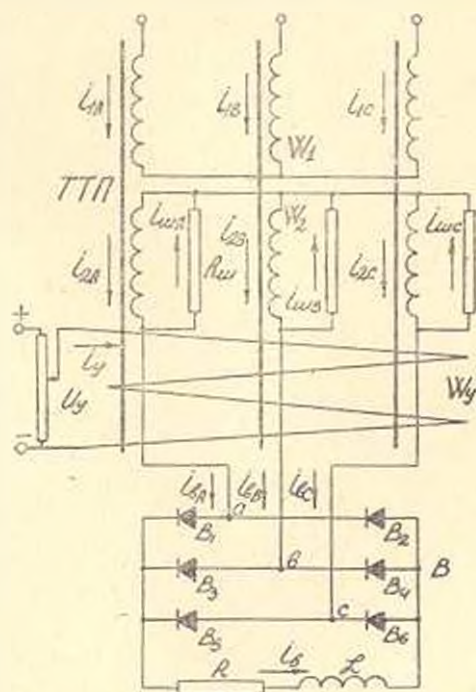


Рис. 1. Схема включения ТТП с активно-индуктивной нагрузкой на постоянном токе.

Дополнительные ограничения будут оговорены ниже.

Сопротивления $R_{ш}$, шунтирующие вторичные обмотки ТТП, включены с целью уменьшения уровня обратного напряжения на вентилях выпрямительного моста. При соотношении $R_{ш}/R = 6,55$ достигается достаточно эффективное снижение обратного напряжения на вентилях при малых потерях активной мощности в шунтирующих сопротивлениях [1].

В работе приняты следующие обозначения:

- I_a, U_a — средние значения тока и напряжения нагрузки.
- I_y, U_y — средние значения тока и напряжения цепи управления.
- R, L — активное сопротивление и индуктивность цепи нагрузки.
- r_y — активное сопротивление цепи управления.
- I_m — амплитудное значение тока первичной обмотки.
- B_A, B_B и B_C — мгновенные значения индукций в сердечниках фаз А, В и С.
- Ψ_0 — среднее значение полного потокоцепления обмоток управления.
- B_s — индукция насыщения.

При записи уравнений цепей ТТП удобно пользоваться величинами токов и сопротивлений, приведенными ко вторичной обмотке.

1. При исследовании стационарных режимов сделаны допущения, что

$$r_y = 0 \text{ и } \omega T_n \rightarrow \infty,$$

где $T_n = \frac{L}{R}$

Эти допущения правомерны, так как в схемах автоматического регулирования величина $r_y \ll R$, чем достигается уменьшение мощности усилителя предварительного каскада усиления. А постоянная времени нагрузки ТТП намного больше периода питающего первичного тока.

В стационарном режиме, в зависимости от величины среднего значения тока управления, меняется магнитное состояние сердечников и состояние вентилях в выпрямителе. Характеристику вход—выход ТТП можно делить на участки—диапазоны в зависимости от среднего значения тока управления, в пределах которых количество и чередование интервалов остаются неизменными. Таких диапазонов 4. Формы выпрямленного напряжения и тока повторяются через каждые 120° (рис. 2). Решая уравнения цепей для каждого интервала и используя граничные условия интервалов, находим системы уравнений токов, напряжений, э.д.с. ТТП для каждого диапазона отдельно.

В дальнейшем исследованию подвергаются второй и четвертый диапазоны, охватывающие большую часть рабочей характеристики. Таким образом получаются системы уравнений, связывающие средние значения тока нагрузки от тока управления через граничные точки интервалов.

Для второго диапазона:

$$I_n = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right); \quad (1)$$

$$I_u = \sqrt{3} I_m \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_2\right); \quad (2)$$

$$I_y = \frac{3}{4\pi} I_m \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right) \right]; \quad (3)$$

$$U_n = \frac{3 R_m}{2 \pi} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \left[\sin\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{3}\right) + 2 \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \sqrt{3} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right) \right] + I_n \left(2\alpha - \frac{\alpha_2}{2} - \frac{3}{2} \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right\}, \quad (4)$$

где $g = \frac{R_m}{R}$.

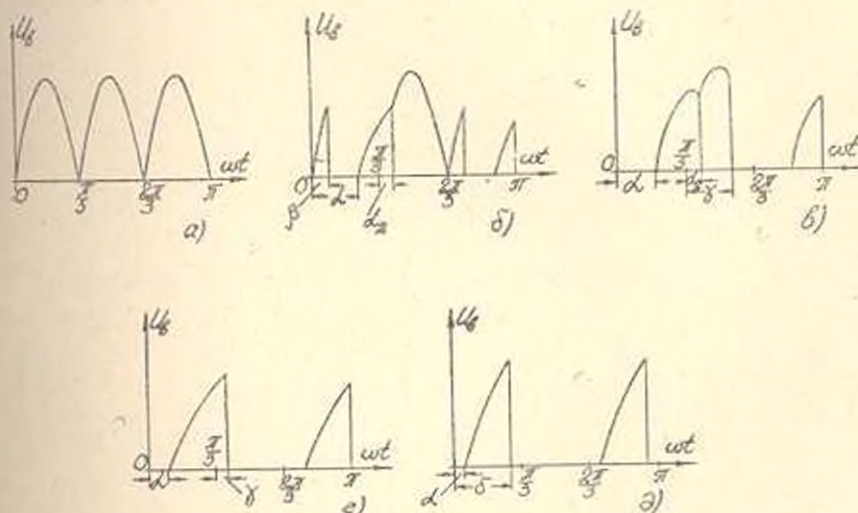


Рис. 2. Форма кривой напряжения на нагрузке: а) $I_{y_0} = 0$, б) I режима, в) II режима, г) III режима, д) IV режима.

Для четвертого диапазона действительно (1), а также

$$I_y = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} I_m \left[1 + \cos\left(\delta + \frac{\pi}{6}\right) \right], \quad (5)$$

$$U_n = \frac{3 R_m}{2 \pi} \left\{ \sqrt{3} I_m \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\delta + \frac{\pi}{6}\right) \right] - 2 I_n (\delta - \alpha) \right\}. \quad (6)$$

2. Рассмотрим переходный процесс в ТТГП, возникающий либо при малом отклонении входного сигнала ΔU_y от базисного значения U_y (в дальнейшем I входной сигнал), либо при малом отклонении входного сигнала ΔI_m от базисного значения I_m (в дальнейшем II входной сигнал). Значения U_y и I_m имеют место в начальном ста-

ционном режиме. Полагая, что ΔU_v и ΔI_m являются ступенчатыми, медленно меняющимися функциями. Тогда ΔI_v , приращение выходного сигнала, отсчитываемое от базисного значения I_v , также будет ступенчатой функцией времени [2].

Выходной сигнал находится по методу суперпозиции как

$$\Delta I_v = Y_1(p) \frac{\Delta U_v}{r_v} + Y_2(p) \Delta I_m. \quad (71)$$

3. Найдем среднее значение полного потокосцепления обмотки управления. Оно определяется как сумма потокосцеплений трех фаз. Для определения потокосцеплений фаз найдем изменения индукций фаз в пределах периода повторения.

$$\begin{aligned} \Delta B_A &= \frac{1}{s\omega\omega_2} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\gamma} U_A d\tau = \frac{1}{s\omega\omega_2} \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} I_m \sin\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right) - I_v \right] gR d\tau + \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha_1} (I_m \sin \tau - I_v) gR d\tau + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_2}^{\frac{\pi}{3}+\gamma} (I_m \sin \tau - I_v) gR d\tau \right\} = \\ &= \frac{gR}{s\omega\omega_2} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - I_m \cos\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right) + I_v \left(\alpha - \frac{\pi}{3} - \gamma\right) + \frac{I_m}{2} \right]; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \Delta B_B &= \frac{gR}{s\omega\omega_2} \left\{ -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\cos\left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right)}{\sqrt{3}} \right] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{I_m}{2} + I_v \left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{\alpha_2}{2} + \frac{\gamma}{2} \right) \right\}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\Delta B_C = \frac{gR}{s\omega\omega_2} \left\{ \frac{I_m}{2} \left[\sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_2\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right) \right] - I_m + \frac{I_v (\gamma - \alpha_2)}{2} \right\}, \quad (10)$$

где $\tau = \omega t$.

Из условия, что при $I_v = 0$ происходит полная раскачка ТТП ($\Delta B = 2B_s$), имеем

$$B_s = \frac{1}{2s\omega\omega_2} \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \frac{-I_m \sin\left(\tau - \frac{2\pi}{3}\right) - I_v}{2} gR d\tau + \int_{\frac{\pi}{3}}^{2\pi} (I_m \sin \tau - I_v) gR d\tau + \right.$$

$$+ \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} \frac{I_m \sin\left(\tau - \frac{4\pi}{3}\right) - I_b}{2} g R d\tau \Bigg\} = \frac{g R I_m}{\sin \omega_2} \left(1 - \frac{\pi}{2\sqrt{3}}\right). \quad (11)$$

Можно написать

$$\Delta B_A = B_{A_{\frac{\pi}{3}+\gamma}} - B_{A_1}, \quad \Delta B_B = B_{B_{\frac{\pi}{3}+\gamma}} - B_{B_1}, \quad \Delta B_C = B_{C_{\frac{\pi}{3}+\gamma}} - B_{C_1},$$

$$B_{A_{\frac{\pi}{3}+\gamma}} = B_{A_1}, \quad B_{B_{\frac{\pi}{3}+\gamma}} = B_{A_1}, \quad B_{C_{\frac{\pi}{3}+\gamma}} = B_{B_1}; \quad (12)$$

$$\Psi_0 = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} (B_A + B_B - B_C) w_{1,s} d\tau = (3B_A - 2\Delta B_A + \Delta B_B) w_{1,s}. \quad (13)$$

Подставим в (13) значения B_A , ΔB_A и ΔB_B из (8), (9), (11).

$$\Psi_0 = N \left[\frac{I_m (5 - \sqrt{3} \pi)}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{2} I_m \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{5}{2} I_m \cos\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right) - \right. \\ \left. - \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_2\right) + I_m \left(\pi - 3\alpha + \frac{5}{2} \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \quad (14)$$

где $N = \frac{gR}{\omega}$.

Линеаризуя (1-4) и (14) и решая полученную систему уравнений относительно $\Delta \Psi_0$ и ΔU_n найдем

$$\Delta \Psi_0 = A_1 \Delta I_x + A_2 \Delta I_y; \quad (15)$$

$$\Delta U_n = B_1 \Delta I_x + B_2 \Delta I_y, \quad (16)$$

где

$$A_1 = N \left(\pi - 3\alpha + \frac{5}{2} \gamma + \frac{\pi_1}{2} \right), \quad A_2 = \frac{10N\pi}{3} \left(1 - \frac{\sqrt{3} I_{n_0}}{4\sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3I_{y_0}^2}} \right),$$

$$B_1 = M \left(2\alpha - \frac{3}{2} \gamma - \frac{\pi_2}{2} - \frac{2\pi}{3} \right), \quad B_2 = 2\pi M \left(\frac{\sqrt{3} I_{n_0}}{4\sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3I_{y_0}^2}} - 1 \right),$$

$$M = \frac{3gR}{2\pi}, \quad I_{y_0} = \frac{I_y}{I_{ym}}, \quad I_{n_0} = \frac{I_n}{I_{nm}}, \quad I_{y0\pi} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m, \quad I_{n0\pi} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m,$$

I_{nm} — значение I_n , когда $I_y = 0$,

I_{ym} — значение I_y , когда $I_n = 0$ [см. 2].

Уравнение цепи управления и нагрузки

$$U_v = I_y r_v + \frac{d\psi}{dt}; \quad (17)$$

$$U_n = I_n R + L \frac{dI_n}{dt}. \quad (18)$$

где

$$\psi = \psi' + \psi_{\text{ус}}; I_{\psi} = I_{\psi'} + I_{\psi_{\text{ус}}}; I_{\psi} = I_{\psi'} + I_{\psi_{\text{ус}}}; \quad (19)$$

$\psi_{\text{ус}}, I_{\psi_{\text{ус}}}, I_{\psi_{\text{ус}}}$ — переменные составляющие полного потока сцепления токов управления и нагрузки.

В силу (19) на основании (17) и (18) получим

$$U_{\psi} = I_{\psi} r_{\psi} + \frac{d\psi_{\psi}}{dt} \quad (20)$$

Линеаризуя (20) и подставляя в (15), получим

$$\Delta U_{\psi} = \Delta I_{\psi} r_{\psi} + A_1 p \Delta I_{\psi} + A_2 p \Delta I_{\psi}. \quad (21)$$

Для цепи нагрузки

$$U_{\psi} = I_{\psi} R + L \frac{dI_{\psi}}{dt}. \quad (22)$$

Линеаризуя (22) и подставляя в (16), получим

$$B_1 \Delta I_{\psi} + B_2 \Delta I_{\psi} = R (1 + T_{\psi} p) \Delta I_{\psi}. \quad (23)$$

Решая совместно (21) и (23) получим передаточную функцию для второго диапазона:

$$Y_1(p) = \frac{r_{\psi} \Delta I_{\psi}}{\Delta U_{\psi}} = \frac{k_{1K}}{1 + T_{\psi} p + T_{\psi}^2 p^2}. \quad (24)$$

где динамический коэффициент усиления по току,

$$k_{1K} = \frac{2\pi I_{\psi} (\sqrt{3} I_{\psi} - 4\sqrt{\sqrt{3} I_{\psi} - 3I_{\psi}^2})}{4\sqrt{\sqrt{3} I_{\psi} - 3I_{\psi}^2} \cdot \left(\frac{\sqrt{4 - I_{\psi}^2}}{2} + 2\sqrt{1 - I_{\psi}^2} - 6I_{\psi} + \sqrt{3} \right)};$$

$T_{\psi} = a T_{\psi} + k_1 T_{\psi}$; $T_{\psi}^2 = -k_{1K} T_{\psi} T_{\psi}$; T_{ψ} — постоянная времени цепи на грузки ТТП; T_{ψ} — постоянная времени цепи управления ТТП;

$$a = \frac{2\pi I_{\psi}}{3g \left(\frac{\sqrt{4 - I_{\psi}^2}}{2} + 2\sqrt{1 - I_{\psi}^2} - 6I_{\psi} + \sqrt{3} \right)}; T_{\psi} = \frac{5R}{9fr_{\psi}};$$

$$k_1 = \left(\frac{\sqrt{3} I_{\psi} g}{4\sqrt{\sqrt{3} I_{\psi} - 3I_{\psi}^2}} - g \right) \cdot \frac{3\pi - \pi - 3\pi - \frac{10\pi}{g}}{5 \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2} - 2\pi + \frac{3}{2} \pi \right) + \frac{10\pi}{3g}}.$$

4. Предположим меняется амплитуда первичного тока ТТП, а среднее значение напряжения управления не меняется.

Линеаризуя (1) — (4), (14) и решая полученную систему уравнений относительно $\Delta\psi_{\psi}$ и ΔU_{ψ} найдем:

$$\Delta\psi_{\psi} = A_1 \Delta I_{\psi} + A_2 \Delta I_{\psi} + A_3 \Delta I_{\psi}. \quad (25)$$

$$\Delta U_{\psi} = B_1 \Delta I_{\psi} + B_2 \Delta I_{\psi} + B_3 \Delta I_{\psi}. \quad (26)$$

где

$$A_1 = N \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \pi - \frac{3\sqrt{3}}{2} \sqrt{1 - I_{n_0}^2} - \frac{\sqrt{3}}{4} \sqrt{4 - I_{n_0}^2} + \frac{15 I_{n_0} \cdot I_{y_0}}{4 \sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3 I_{y_0}^2}} \right]$$

$$A_4 = N \left(-3z + \frac{5}{2} \gamma + \frac{z_2}{2} \right), A_3 = \frac{10 N \pi}{3} \left(1 - \frac{\sqrt{3} I_{n_0}}{4 \sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3 I_{y_0}^2}} \right);$$

$$B_3 = M \left(\frac{3}{2} + \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot \sqrt{4 - I_{n_0}^2} + \sqrt{3} \sqrt{1 - I_{n_0}^2} - \frac{9 I_{n_0} \cdot I_{y_0}}{4 \sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3 I_{y_0}^2}} \right);$$

$$B_4 = R - \frac{M}{I_{n_0}} \left(\frac{\sqrt{4 - I_{n_0}^2}}{2} + 2 \sqrt{1 - I_{n_0}^2} - 6 I_{y_0} + \sqrt{3} \right);$$

$$B_5 = 2 \pi M \left(\frac{\sqrt{3} I_{n_0}}{4 \sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3 I_{y_0}^2}} - 1 \right).$$

Линеаризуя уравнение цепи управления (20) получим

$$(r_y + A_1 p) \Delta I_y + A_2 p \Delta I_m + A_3 p \Delta I_n = 0. \quad (27)$$

Линеаризуя (22) и подставляя значение ΔU_n из (26) получим:

$$B_3 \Delta I_m + [B_4 - R (1 + T_n p)] \Delta I_n + B_5 \Delta I_y = 0.$$

Совместным решением (27) и (28) получим передаточную функцию для второго диапазона:

$$Y_2(p) = \frac{\Delta I_n}{\Delta I_m} = \frac{k_{12} (1 + T_n p)}{1 + T_n p + T_n^2 p^2}, \quad (29)$$

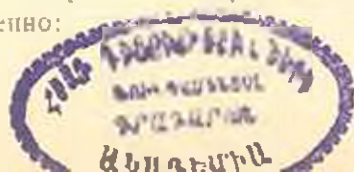
где

$$k_{12} = \frac{\left(\frac{3}{2} + \frac{\sqrt{3}}{4} \sqrt{4 - I_{n_0}^2} + \sqrt{3} \sqrt{1 - I_{n_0}^2} - \frac{9 I_{n_0} \cdot I_{y_0}}{4 \sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3 I_{y_0}^2}} \right) I_{n_0}}{\frac{\sqrt{4 - I_{n_0}^2}}{2} + 2 \sqrt{1 - I_{n_0}^2} - 6 I_{y_0} + \sqrt{3}};$$

$$T_n = T_y \cdot m;$$

$$m = \frac{k \left(1 - \frac{\sqrt{3} I_{n_0}}{4 \sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3 I_{y_0}^2}} \right)}{\left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{36} \sqrt{4 - I_{n_0}^2} + \frac{\sqrt{3}}{9} \sqrt{1 - I_{n_0}^2} - \frac{I_{n_0} \cdot I_{y_0}}{4 \sqrt{\sqrt{3} I_{y_0} - 3 I_{y_0}^2}} \right)} \times \left(\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3} \pi}{10} + \frac{\sqrt{3}}{30} \sqrt{4 - I_{n_0}^2} + \frac{\sqrt{3}}{30} \sqrt{1 - I_{n_0}^2} \right).$$

Поступая аналогично, можно вывести передаточные функции $Y_1(p)$ и $Y_2(p)$ для четвертого диапазона. Выражения передаточных функций повторяют (24) и (29) соответственно:



$$k_{IG1} = k_1 \frac{g \left(\frac{I_{n1}}{I_{y1}(1-I_{y1})} - 2 \right)}{1 - \frac{3g}{\pi} (\alpha - \delta)}, \quad a = \frac{1}{1 - \frac{3g}{\pi} (\alpha - \delta)}, \quad T_y = \frac{R}{6f r_y}$$

$$k_{IG2} = \frac{3\sqrt{3} \cdot g \left[1 + \sqrt{1 - I_{n1}^2} - \frac{I_{n1} \cdot I_{y1}}{\sqrt{I_{y1}(1-I_{y1})}} \right]}{2 \left[\pi - 3g (\alpha - \delta) \right]}$$

$$m = \frac{g \left(2\sqrt{3} - \pi \right) \left[2 - \frac{I_{n1}}{\sqrt{I_{y1}(1-I_{y1})}} \right]}{1 + \sqrt{1 - I_{n1}^2} - \frac{I_{n1} \cdot I_{y1}}{\sqrt{I_{y1}(1-I_{y1})}}}$$

Выходной сигнал ТТП определяется следующим образом:

$$\Delta I_n = Y_1(p) \left| \frac{\Delta U_y}{r_y} + \frac{k_{IG1}(1 + T_y p)}{k_{IG1}} \Delta I_m \right| \quad (27)$$

5. Опыты проводились на макете ТТП. Снимались логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики, соответствующие передаточной функции

$$Y_1(i\omega)/k_{IG1} \text{ и } Y_2(i\omega)/k_{IG2}$$

Для снятия характеристик как источник низкочастотных синусоидальных колебаний использовался генератор типа OS 103 фирмы Solarton. Выходной сигнал в виде напряжения, пропорционального току нагрузки, подавался на фазовый вольтметр типа VB 253 той же фирмы. По показаниям фазового вольтметра (синусоидальная и косинусоидальная составляющие первой гармоники сигнала) определялись амплитуда и фазовый сдвиг выходного напряжения ТТП при различной частоте входного сигнала. Для снятия характеристик при первом входном сигнале, для согласования выходов генератора с синусоидальными колебаниями и входа

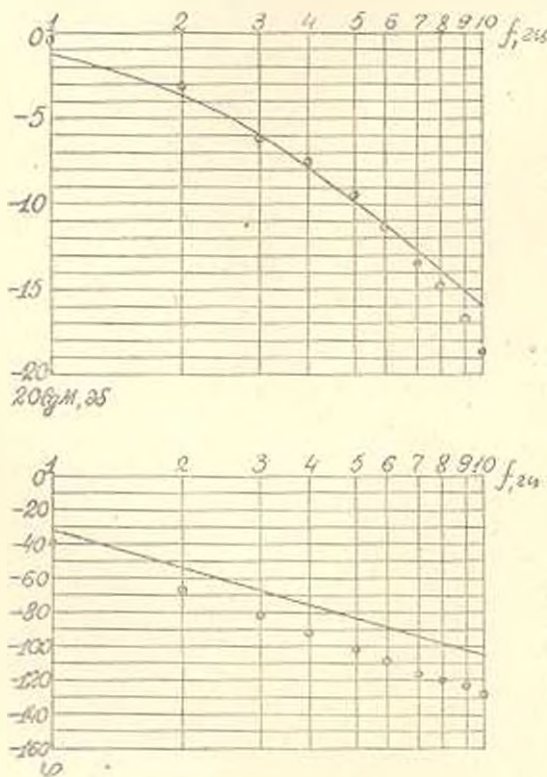


Рис. 3. Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики при:

- 1) I вход, $I_{n1} = 0.27$; б) I вход, $I_{n1} = 0.78$;
в) II вход, $I_{n1} = 0.388$; г) II вход, $I_{n1} = 0.78$.

ТТП был собран полупроводниковый балансный катодный повторитель.

Для снятия характеристик при втором входном сигнале был собран трехфазный электронный модулятор, меняющий амплитуду первичного тока ТТП. Расчетные и экспериментальные логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики приведены на рис. 3.

Резюмируя изложенное отметим, что для идеального ТТП в случае $T_s \gg 1$ и $r_y \ll R$ получено выражение передаточной функции, в которой постоянные времени и коэффициенты определяются через параметры стационарного режима. Установлено удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных значений передаточной функции в различных диапазонах работы ТТП.

Автор выражает глубокую благодарность Е. П. Львову за ценные советы данные им в процессе выполнения работы.

АрмНИИЭ

Поступило 8.11.1964 г.

Խ. Գ. ՄԱՅԱԿԱՆՅԱՆ

ՀԱՍԱՆՔԻ ԵՐԱՐՈՒՄԱՆ ՄԱՍԻՆ ԻՆՎՈՒՆՏԻՆԻ ԲԻՆԻՆԱԿՈՒԹՅՈՒՆ ՆՈՒՅԱԼՆԵՐ ՏՐԱՆՍԴՐՄԱՏՈՐԻ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ ՖՈՐՄԱՆԻՆ

Ո. Մ Փ Ո Փ Ո Ւ Մ

Հոդվածում քննարկվում են հոսանքի՝ մագնիսայամար եռաֆազ տրանսֆորմատորների (ՄԾՏ—ՏՏՏ) հետադառման հետ կապված հարցեր, նպատակ ունենալով գտնել ՄԾՏ-երի փոխանցման ֆունկցիան՝ կախված նրանց ստացրոնար սեփմի պարամետրերից:

Հետադառվել են միակի միջնամոդերի վրա կառուցված մագնիսայամար տրանսֆորմատորներ, որոնք միացված են եռաֆազ սինմատրով: Հետադառության ժամանակ քննարկվել են հետևյալ ենթադրությունները. մագնիսահաղորդի մագնիսական կորը իդեալական է, փոփոխական հոսանքի փաթույթի ախտի դիմադրությունը հավասար է զրոյի, բացառվում է մագնիսական ցրումը, առանցքային հոսանքի կորի ձևը սինուսոիդալին է, ուղղիչն իդեալական, ալյումին՝ վենտիլների դիմադրությունը ուղղորդված ուղղությամբ հավասար է զրոյի, իսկ հակառակ ուղղությամբ՝ անփոքություն:

Քննարկվում ցույց տվեց, որ նայած կառավարման հոսանքի միջին արժեքի մեծությանը, փոփոխվում է միջնամոդերի մագնիսական վիճակը և վենտիլների վիճակն ուղղվում:

Կառավարման հոսանքի միջին արժեքից կախված ՄԾՏ-ի մուտք-էլք բնութագրերը բաժանվում է տեղամասերի՝ դիապագոնների, որոնց մեջ խտեղմվում են բանակը և հերթագայությունը մնում է անփոփոխ:

Այդ դիապագոնների թիվը հավասար է շորսի: Տուրաքանչյուր դիապագոնում լուծվում չլվանների հավասարումները ամեն մի ինտերվալի համար և ոգտվելով ինտերվալների սահմանային պայմաններից, գտնում ենք ՄԾՏ-ի հոսանքների, լարումների և է.շ.ու.-երի հավասարումների սխեմաները:

Այս եղանակով ստացվում են հավասարումների սխեմաներ, որոնք կապում են բեռնվածքի հոսանքի միջին արժեքը կառավարման հոսանքի հետ՝ սահմանային անկյունների միջոցով, երկրորդ և շորսի դիապագոնների համար, ընդգրկելով աշխատանքային բնութագրի մեծ մասը:

Այս հավասարումների սխառմը կազմելուց հետո, որոնք կապում են բեռնվածքի հոսանքի միջին արժեքը կառավարման հոսանքի հետ ստացվում են ուժեղացում, բնորոշվում է ՄՆՏ-ում անցման պրոցեսը, որը ծաղում է, երբ մուտքի ΔU , ազդանշանը փոքր չափով շեղվում է բազիսային U , արժեքից, կամ, երբ մուտքի ΔI , ազդանշանը փոքր չափով շեղվում է I , բազիսային արժեքից: Որպես արդյունք ստացվում են փոխանցման ֆունկցիաների արտահայտությունները՝ երկրորդ և չորրորդ դիալագոնների համար:

Տեսական հետազոտությունների արդյունքներն ստուգելու նպատակով փորձեր են դրվել ՄՆՏ-ի մակերևի վրա: Կազմվել են փոխանցման ֆունկցիային համապատասխանող լողարկիմական, ամպլիտուդային և ֆազային բնութագրեր: Հաշվարկային և փորձնական լողարկիմական, ամպլիտուդային և ֆազային համախառն բնութագրերը բերված են նկար 3-ում: Որպես արդյունք ստացվել է, որ փոխանցման ֆունկցիայի հաշվարկային և փորձնական արժեքները բավարար չափով համընկնում են ՄՆՏ-ի աշխատանքի սարքերը դիալագոններում:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Львов Е. Л. Перелаточная функция дроссельного магнитного усилителя с активной-индуктивной нагрузкой на постоянном токе при ступенчатом входном сигнале: Автоматика и телемеханика т. XII, № 12, 1961.
2. Минацкая М. Г. Стационарные режимы в трансформаторах тока с подмагничиванием, работающих в трехфазной схеме на активно-индуктивную нагрузку на постоянном токе. Известия ВУЗ, серия "Электромеханика", № 6, 1963.