Записки Ленинградского орденов Ленина и Трудового Красного Знамени горного института им. Г. В. Плеханова, т. LVI, вып. 1, 1968 г.

УДК 621.313.333

ЭКСКАВАТОРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С БЕСКОНТАКТНЫМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Ю. И. Фель

Современное развитие силовой полупроводниковой техники позволяет получать специальные характеристики асинхронного привода, расширить область его применения. Простейшим способом формирования требуемых характеристик является регулирование параметров роторной и статорной цепей асинхронного двигателя при помощи тиристоров.

Для бесконтактного регулирования сопротивления роторной цепи (рис. 1, *а*) в роторную цепь двигателя включен выпрямитель, собранный по схеме Ларионова из неуправляемых полупроводниковых вентилей. В цепь постоянного тока выпрямителя включено сопротивление R и дроссель L. Сопротивление может быть шунтировано тиристором T_1. Для запирания тиристора T_1 служит емкость C_1, которую включает тиристор T_2. Вспомогательная цепь из индуктивности L_1 и диода $Д_1$ служит для перезаряда емкости в процессе переключения тиристоров [Бирзниекс, Клявиньш, 1964].

Эту схему отличает наличие выпрямителя B_2 для зарядки емкости C через ограничивающее сопротивление R_1 при длительном включении тиристора T_1. Максимально возможная частота переключений в схеме определяется временем запирания тиристора $t_{зап}$:

$$f \leqslant \frac{1}{20 t_{зап}}.$$

Для отечественных тиристоров время запирания $t_{зап} \leqslant 50$ *мксек*, чему соответствует максимальная частота переключений $f = 1000$ *гц*.

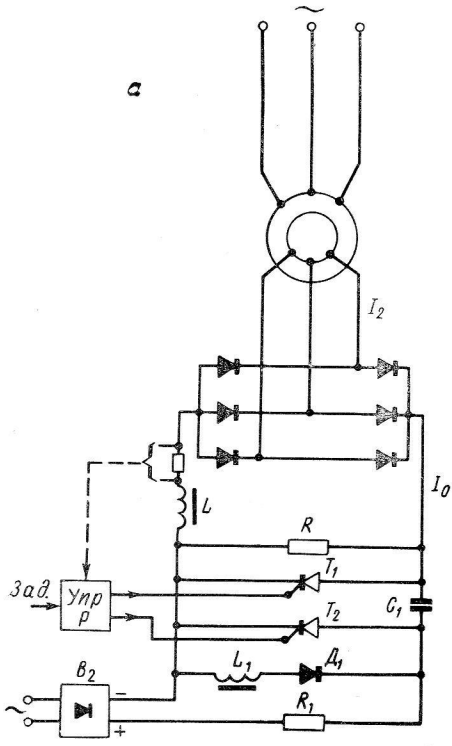
Приведенную схему можно использовать для ограничения тока и момента двигателя при перегрузках. При этом для управления переключениями тиристоров служит полупроводниковое реле P с одним устойчивым состоянием, на вход которого подается напряжение, пропорциональное току нагрузки выпрямителя I_0.

При работе двигателя с нагрузкой, не превышающей номинальную, тиристор T_1 включен. При увеличении момента на валу двигателя увеличиваются ток ротора, ток I_0 и величина сигнала на входе реле P. При достижении сигналом величины срабатывания реле дает импульс на включение тиристора T_2, что приводит к запиранию тиристора T_1. В цепь постоянного тока ротора оказывается введенным сопротивление R_1, что снижает ток I_0. При достижении этим током значения $I_{0\min}$, определяемого коэффициентом возврата, реле дает импульс на включение тиристора T_1. Переключения в цепи продолжаются. При этом ток I_0 не может превысить величину $I_{0\max}$, определяемую уставкой реле P.

Рассмотрение процессов изменения тока в различных частях схемы значительно упрощается, если пренебречь активным сопротивлением и сопротивлением рассеяния статора. При этом допущении ток вентилей выпрямителя определяется только активным и индуктивным сопротивлениями вторичной цепи R_2', X_2' и скольжением s.

Форма и амплитуда анодного тока выпрямителя определяется величиной выпрямленного тока I_0 и углом коммутации γ, который можно найти из выражения:

$$I_0 = \frac{2\sqrt{3}E'_{2m}}{Z'_2} \cdot \frac{\sin(\gamma-\varphi_2)+\sin\varphi_2 e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_2}}}{1+e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_2}}}, \qquad (1)$$



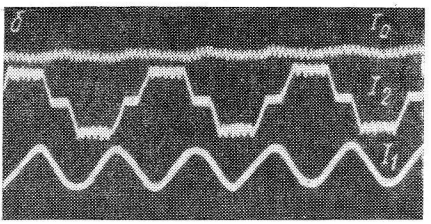


Рис. 1. Схема включения асинхронного двигателя с тиристорным регулированием тока ротора (*а*) и осциллограммы токов статора I_1, ротора I_2 и выпрямителя I_0 при работе регулятора тока (*б*).

где $\varphi_2 = \operatorname{arctg}\frac{\omega L_2}{R'_2}s$, [Булгаков, 1963]; ω — круговая частота; Z'_2 — приведенный импеданс ротора.

В операторной форме

$$I_0(P) = \frac{E_1(P)+E_2(P)}{2\left(\frac{R'_2}{s}+L_2P\right)+\frac{3}{2\pi}X'_2+\frac{R_н}{s}+L_нP}, \qquad (2)$$

где $E_1(P)$, $E_2(P)$ — изображения так называемых внутренних э. д. с. выпрямителя; $R_н$, $L_н$ — сопротивление и индуктивность цепи постоянного тока; $\frac{3}{2\pi}X'_2$ — эквивалентное омическое сопротивление, учитывающее перекрытие тока в вентилях.

Для рассматриваемой схемы

$$E_1(P) = E_2(P) = \frac{1}{P}\left(E'_{2m}\frac{3}{\pi}\sin\frac{\pi}{3}\right) = \frac{1}{p}\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}E'_{2m},$$

где E'_{2m} — амплитудное значение приведенной э. д. с. ротора.

Установившееся значение тока

$$I_0 = \frac{3\sqrt{3}E'_{2m}}{\pi\left(\frac{2R'_2}{s}+\frac{3}{2\pi}X'_2+\frac{R_н}{s}\right)}. \qquad (3)$$

Поставив это значение I_0 в формулу (1), получим для угла коммутации γ:

$$\frac{\sin(\gamma-\varphi_2)+\sin\varphi_2 e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_2}}}{1+e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_2}}} = \frac{3}{\pi}\cdot\frac{Z'_2}{\left(2\frac{R'_2}{s}+\frac{3}{2\pi}X'_2+\frac{R_н}{s}\right)}.$$

Решая полученное уравнение графическими или численными методами, получим значение угла γ для различных нагрузок $R_н$.

При работе двигателя в номинальном режиме (до срабатывания регулятора тока) тиристор T_1 включен, и можно считать, что $R_н \simeq 0$. Скольжение двигателя близко к нулю. Следовательно, $\operatorname{tg}\varphi_2 \approx 0$ и $X'_2 \ll Z'_2$.

Для этого случая выражение (3) примет вид: $\sin\gamma \simeq \frac{3}{2\pi}$ и $\gamma = 29°$.

При увеличении нагрузки двигателя свыше $\lambda M_н$ начинает работать регулятор и, как следствие, увеличивается скольжение. Так как даже при небольшом его увеличении ток ротора короткозамкнутого двигателя становится практически чисто реактивным, т. е. $\varphi = 90°$ [Сыромятников, 1955], выражение (3) можно привести к виду:

$$\cos\gamma = 1 - \frac{2}{\sqrt{3}} I_0 \frac{X'_2}{E'_{2m}}. \qquad (4)$$

При постоянной уставке регулятора, как показано ниже, $I_0 \simeq \text{const}$. Следовательно, и $\gamma \approx \approx \text{const}$ независимо от скольжения двигателя.

Кривую тока ротора при включенном тиристоре T_1 можно представить в виде тригонометрического ряда Фурье:

$$i'_2 = \sum_{\mu=1}^{\infty} \frac{4\sqrt{3} I_0}{\pi\gamma\mu} \sin\mu\,\frac{\gamma}{2} \sin\mu \times$$

$$\times \left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right) \sin\mu\omega t. \qquad (5)$$

Она достаточно точно может быть аппроксимирована трапецеидальными импульсами высотой I_0. Угол сдвига между кривой э. д. с. ротора и гармониками тока равен $\frac{\gamma}{2}$.

Так как схема позволяет достигать значения пульсаций тока $\Delta I_0 = I_{0\,max} = I_{0min}$ менее 5%, кривую тока фазы при работе регулятора можно аппроксимировать трапецеидальными импульсами высотой (рис. 1б).

$$\frac{I_{0min} + I_{0max}}{2}.$$

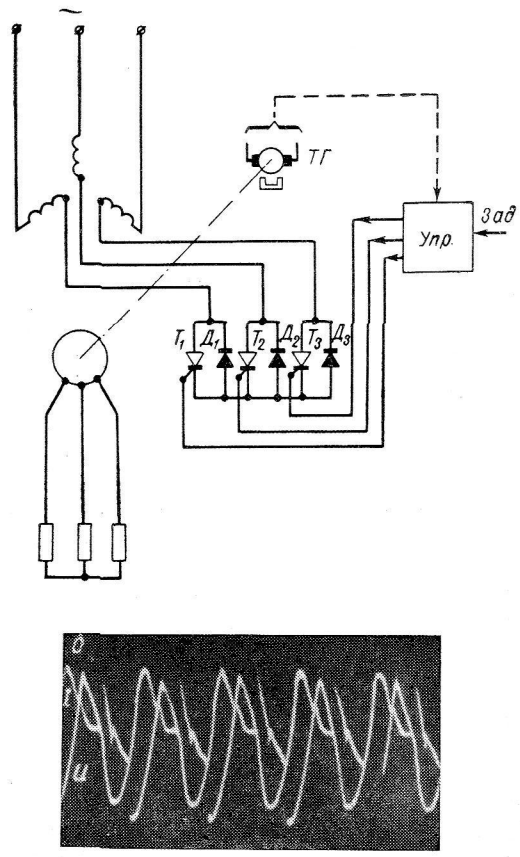


Рис. 2. Схема включения асинхронного двигателя с тиристорным регулятором напряжения, подводимого к статору (*а*) и осциллограмма напряжения U и тока I двигателя при работе регулятора (*б*).

Разложение в ряд Фурье будет иметь тот же вид, что и для случая неработающего регулятора. Схема асинхронного электродвигателя с тиристорами в цепи статора, включенными (рис. 2*а*) встречно-параллельно с неуправляемыми вентилями, особенно надежна, так как содержит минимальное число тиристоров, не имеет обратного напряжения на тиристорах, объединяет катоды тиристоров в одну точку, существенно упрощая систему управления углом отпирания. При изменении угла отпирания тиристоров соответственно изменяется интервал проводимости управляемых и неуправляемых вентилей (рис. 2*б*). Зависимость относительной амплитуды и фазы гармонических составляющих тока для различных углов отпирания θ_0 и $\operatorname{tg}\varphi$ рассмотрена Б. И. Иванчуком, Р. А. Лиманом, Б. Я. Рувимовым [1966].

Влияние высших гармонических токов на работу асинхронного трехфазного двигателя. Общей особенностью схем параметрического регулирования является несинусоидальность тока двигателя при синусоидальном приложенном напряжении.

Скольжение двигателя. При работе асинхронного двигателя со скольжением s относительно поля, образованного первой гармоникой, скольжение относительно полей μ-х гармоник равно:

$$s_\mu = \frac{\mu\omega_1 \pm \omega_1 (1-s)}{\mu\omega_1} = 1 \pm \frac{1-s}{\mu},$$

где ω_1 — синхронная скорость поля первой гармоники. При работе двигателя со скольжением $0 \leqslant s \leqslant 1$ (двигательный режим) скольжение относительно поля второй гармоники $1{,}5 < s_2 < 1{,}0$, а относительно полей гармоник с номером выше 2 близко к 1, т. е. двигатель можно считать неподвижным относительно этих полей.

Момент на валу двигателя можно рассматривать как сумму моментов, образованных всеми гармоническими составляющими напряжения и тока. При этом момент, образуемый μ-й гармоникой, равен:

$$M_\mu = \frac{3U_\mu^2 \frac{R_2'}{s_\mu}}{\mu\omega_1 \left[\left(R_1 + c_1 \frac{R_2'}{s_\mu}\right)^2 + \mu^2 (X_1 + c_1 X_2')^2\right]}.$$

Учитывая, что $s_\mu \approx 1$ при $\mu > 2$ и пренебрегая активными сопротивлениями, получим:

$$M_\mu = \left(\frac{U_\mu}{U_c}\right)^2 \frac{1}{\mu^3} M_{\text{пуск}} = \frac{k_\mu^2}{\mu^3} M_{\text{пуск}},$$

$$M_2 = \frac{k_2^2}{8 s_2} M_{\text{пуск}},$$

где $M_{\text{пуск}}$ — пусковой момент электродвигателя (при $s = 1$) и номинальном напряжении сети U_c; k_μ — коэффициент напряжения гармоник.

Как следует из этой зависимости, момент на валу электродвигателя, образуемый высшими гармоническими, ничтожно мал, и двигатель имеет механическую характеристику, определяемую первой гармоникой тока.

Кроме постоянных вращающих, высшие гармоники вызывают пульсирующие моменты, обусловленные взаимодействием основного магнитного потока с токами гармоник. Среднее значение пульсирующего момента равно нулю. Однако амплитуды моментов могут быть значительны — они пропорциональны произведению основного магнитного потока и токов гармоник. Величина амплитуды пульсирующего момента зависит от нагрузки и оказывает вредное влияние на работу механических частей двигателя.

Таким образом, высшие гармонические, не производя механической работы, вызывают добавочные потери в двигателе.

Добавочные потери в меди. Приведенный ток ротора двигателя

$$I_2' = \frac{U_c}{Z_1 + c_1 Z_2'},$$

где Z_1 и Z_2' — первичный и вторичный импедансы.

Пренебрегая активными сопротивлениями, с учетом $s_\mu \approx 1$ получаем для тока ротора μ-й гармоники

$$I_{2\mu}' = \frac{U_\mu}{\mu (X_1 + c_1 X_2')} = \frac{U_\mu}{\mu U_c} I_{2k}' = \frac{k_\mu}{\mu} I_{2k}',$$

где I_{2k}' — ток короткого замыкания двигателя ($s = 1$) при номинальном напряжении U_c.

Ток статора практически равен приведенному току заторможенного ротора, поэтому выражение для суммарных добавочных потерь в меди имеет вид:

$$\sum_{\mu=2}^{\infty}\Delta P_{\mu}=I_{2k}^{\prime 2}\left(R_{1\mu}+R_{2\mu}^{\prime}\right)\sum_{\mu=2}^{\infty}\left(\frac{k_{\mu}}{\mu}\right)^{2}, \tag{6}$$

где $R_{1\mu}$ и $R'_{2\mu}$ — сопротивление статора и приведенное ротора с учетом скин-эффекта.

Дополнительные потери в меди практически не зависят от скольжения двигателя.

Добавочные потери в стали. Удельные номинальные потери в стали двигателя, *вт/кг*:

$$\Delta P_{\text{н. с}}=\left[\delta_{\text{г}}\frac{f}{100}+\delta_{\text{в. т}}\left(\frac{f}{100}\right)^{2}\right]\left(\frac{B_{\text{н}}}{1000}\right)^{2},$$

где $\delta_{\text{г}}$ и $\delta_{\text{в. т}}$ — коэффициенты потерь соответственно от гистерезиса и вихревых токов; $B_{\text{н}}$ — номинальная величина магнитной индукции; f — частота.

Для μ-й гармонической

$$\Delta P_{c\mu}=\left[\delta_{\text{г}}\frac{\mu f}{100}+\delta_{\text{в. т}}\left(\frac{\mu f}{100}\right)^{2}\right]\left(\frac{B_{\mu}}{1000}\right)^{2}.$$

Потери в статоре и роторе примерно одинаковы, так как $s_{\mu}\approx 1$. Магнитная индукция машины пропорциональна магнитному потоку

$$B_{\mu}=A_{1}\Phi_{\mu}=A_{1}\frac{E'_{2\mu}}{A_{2}f\mu},$$

где A_1 и A_2 — постоянные для данной машины коэффициенты.

Так как при $s_{\mu}=1$, $E'_{2\mu}=0{,}5U_{\mu}$,

$$B_{\mu}=\frac{A_{1}}{A_{2}}\cdot\frac{0{,}5U_{\mu}}{f\mu}\quad\text{и}\quad B_{\text{н}}=\frac{A_{1}}{A_{2}}\cdot\frac{U_{c}}{f}.$$

Принимая для обычной динамной стали $\delta_{\text{г}}=4{,}4$ и $\delta_{\text{в. т}}=5{,}6$ (при $f_{\text{н}}=50$ *гц*), имеем

$$\sum_{\mu=2}^{\infty}\Delta P_{c\mu}=\Delta P_{\text{сн}}\sum_{\mu=2}^{\infty}(0{,}61+0{,}39\mu)\left(\frac{0{,}5k_{\mu}}{\mu}\right)^{2}. \tag{7}$$

Добавочные потери в стали также не зависят от скольжения движения.

К. п. д. двигателя

$$\eta'=\frac{1}{\dfrac{P_{2}+\Delta P_{\text{стат1}}+\Delta P_{\text{рот1}}+\Delta P_{\text{мех}}}{P_{2}}+\dfrac{\sum\limits_{\mu=2}^{\infty}\Delta P_{\text{мр}}+\sum\limits_{\mu=2}^{\infty}\Delta P_{c\mu}}{P_{2}}},$$

где $\Delta P_{\text{стат1}}$, $\Delta P_{\text{рот1}}$, $\Delta P_{\text{мех}}$ — потери в статоре, роторе и механические.

Так как полезная работа производится только первой гармонической,

$$\eta'=\frac{1}{\dfrac{1}{\eta_{1}}-\xi}+\frac{\eta_{1}}{1+\eta_{1}\xi}, \tag{8}$$

где η_1 — к. п. д. при работе двигателя при синусоидальном напряжении U_1 и токе I_1; ξ — коэффициент добавочных потерь от высших гармонических.

Коэффициент мощности. Активная мощность, потребляемая двигателем из сети,

$$P_a = \sqrt{3}\, U_c I_1 \cos\varphi_1,$$

где I_1 — действующее значение первой гармонической тока; φ_1 — фаза первой гармонической относительно напряжения сети U_c.

Обозначив действующее значение несинусоидального тока, потребляемого двигателем I_c, получим

$$P_a = \sqrt{3}\, U_c I_c \frac{I_1}{I_c} \cos\varphi_1 = \sqrt{3} U_c I_c \beta, \qquad (9)$$

где β — коэффициент мощности двигателя, равный произведению коэффициента мощности первой гармоники на коэффициент искажения $\frac{I_1}{I_c}$.

Статические механические характеристики при параметрическом регулировании. 1. В схеме с ограничением тока и момента введением в цепь ротора бесконтактно регулируемого сопротивления (рис. 1, *а*) при работе двигателя с нагрузками от 0 до $\lambda M_н$ тиристор T_1 включен. При этом ток ротора двигателя отличается от тока при работе с короткозамкнутым ротором наличием выпрямителя в цепи.

Принимая сопротивление цепи постоянного тока равным нулю, определим амплитуду и фазу первой гармонической тока ротора:

$$I'_{2m} = I_0 \frac{4\sqrt{3}}{\pi\gamma} \sin\frac{\gamma}{2} \sin\left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right).$$

При $\gamma = 29^\circ = 0{,}162\pi$ и

$$I_0 = \frac{3\sqrt{3} E'_{2m}}{2\pi Z'_2} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I'_{2mk},$$

где I'_{2mk} — амплитуда приведенного тока ротора при замыкании ротора накоротко,

$$I'_{2m} = I'_{2mk} \frac{4\sqrt{3}\cdot 3\sqrt{3}}{\pi\, 0{,}162\pi\, 2\pi} \sin\frac{0{,}162\pi}{2} \sin\left(0{,}162\pi + \frac{\pi}{3}\right) = 0{,}92 I'_{2mk}.$$

Фаза тока ротора

$$\varphi_2 = \frac{\gamma}{2} = 0{,}081\pi.$$

Уменьшение амплитуды и изменение фазы тока ротора можно учесть заменой сопротивления ротора фиктивным импедансом

$$Z_ф = Z'_2 \frac{I'_{2mk}}{I'_{2m}} e^{-j(\varphi_2 - \varphi_1)},$$

где $\varphi_2 = \operatorname{arctg}\frac{X'_2}{R'_2} s$

или

$$Z_ф = \frac{I'_{2mk}}{I'_{2m}} \left\{ \left[\frac{R'_2}{s} \cos(\varphi_2 - \varphi_1) - X'_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1) \right] + j \left[X \frac{1}{2} \cos(\varphi_2 - \varphi_1) + R'_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1) \right] \right\}.$$

По этой формуле с предварительным учетом формулы (1) можно точно определить зависимость $Z_ф = f(s)$.

Однако при ограничении тока двигателя величиной $1{,}2—1{,}6 I_н$ можно принять, как это сделано выше, $\operatorname{tg}\varphi_1 \approx 0$. Тогда

$$R'_{2ф} = \frac{I'_{2mk}}{I'_{2m}} (R'_2 \cos\varphi_2 - X'_2 \sin\varphi_2) = 1{,}06 R'_2 - 0{,}27 X'_2,$$

$$X'_{2ф} = \frac{I'_{2mk}}{I'_{2m}} (X'_2 \cos\varphi_2 + R'_2 \sin\varphi_2) = 1{,}06 X'_2 - 0{,}27 X'_2.$$

При замене импеданса ротора Z_2' фиктивным импедансом $Z_{2\phi}'$ изменятся критическое скольжение двигателя и критический момент s_k', M_k'. При нагрузках от 0 до $\lambda M_н$ скольжение изменяется от $s = 0$ до

$$s_1 = \frac{s_k'}{\frac{M_k'}{\lambda M_н} + \sqrt{\left(\frac{M_k'}{\lambda M_н}\right)^2 - 1}}.$$

При нагрузках, превышающих $\lambda M_н$, начинает действовать бесконтактный регулятор тока. При этом, как показано выше, ток фазы ротора имеет вид импульсов, которые достаточно приближенно можно аппроксимировать трапециями с постоянной высотой $\frac{I_{0\,min} + I_{0\,max}}{2}$ и постоянным углом наклона боковых сторон $\operatorname{arctg}\frac{I_{0\,min} + I_{0\,max}}{2\gamma}$. Следовательно, амплитуда и фаза первой гармонической составляющей тока ротора постоянны

$$I_2' = \text{const}, \quad \cos\varphi_2 = \text{const}.$$

Приведенную э. д. с. ротора можно определить из соотношения:

$$E_2' = U - (I_0 + I_2')\,Z_1 = U - \frac{E_2' Z_1}{Z_0} - I_2' Z_1,$$

откуда

$$E_2' = \frac{U - I_2 Z_1}{1 + \frac{Z_1}{Z_0}}.$$

Следовательно, при $I_2' = \text{const}$ и $E_2' = \text{const}$ момент двигателя

$$M = \frac{3E_2' I_2' \cos\varphi_2}{\omega_1}$$

также является постоянной величиной.

Механическая характеристика $M = \text{const}$ соответствует скольжению от $s = s_1$ до

$$s_2 = \frac{s_k''}{\frac{M_k''}{\lambda M_н} + \sqrt{\left(\frac{M_k''}{\lambda M_н}\right)^2 - 1}},$$

где s_k'' и M_k'' — величины критического скольжения и момента для случая включения в цепь постоянного тока выпрямителя сопротивления (тиристор T_1 отключен).

Такую характеристику можно рассчитать по приведенной выше методике путем определения величины фиктивного импеданса $Z_{2\phi}'$ при включенном сопротивлении R в цепь выпрямителя. Аналогично вычисляются механические характеристики генераторного режима двигателя (рис. 3*а*).

2. В схеме с регулированием напряжения на зажимах статора (рис. 2, *а*) первая гармоническая тока по величине и фазе является функцией угла отпирания тиристоров и относительной постоянной времени нагрузки. Зависимость для асинхронного двигателя

$$\operatorname{tg}\varphi = f(s) \tag{10}$$

можно получить непосредственно из рабочих характеристик, приведенных в каталогах, рассчитать по круговой диаграмме или аналитически.

Располагая зависимостями (10) и

$$i_1' = f(\theta_0, \operatorname{tg}\varphi),$$

$$\varphi_1 = f_1(\theta_0, \operatorname{tg}\varphi)^*, \tag{11}$$

* [Иванчук, Липман, Рувимов, 1966].

где

$$i_1' = \frac{I_m}{I_{km}} = \frac{I_{1m}}{U_m}\sqrt{R^2 + (\omega L)^2},$$

(I_{1m}, I_{km} — амплитуды первой гармоники и тока при полном напряжении сети), можно построить зависимости для различных углов отпирания θ_0

$$i_{1s}' = f_2(s); \quad \varphi_{1s} = f_3(s). \tag{12}$$

Первая гармоническая составляющая напряжения, приложенного к статору,

$$U_1 = U i_{1s}' e^{-j(\varphi_{1s} - \varphi)},$$

где U — напряжение сети.

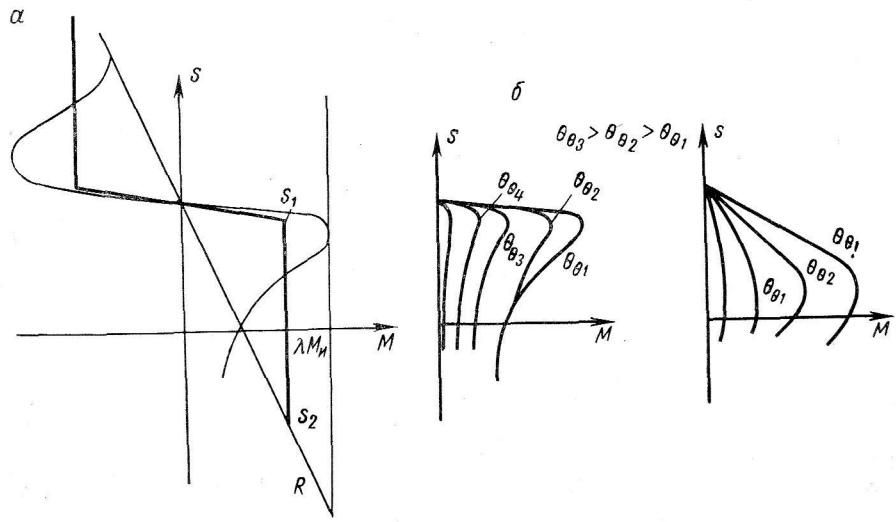


Рис. 3. Теоретические механические характеристики асинхронного двигателя при параметрическом регулировании.

Приведенный ток ротора

$$I_2' = \frac{U}{Z_1 + cZ_{2s}'} i_{1s}' e^{-j(\varphi_{1s} - \varphi)} = I_2' i_{1s}' e^{-j(\varphi_{1s} - \varphi)}.$$

Момент двигателя

$$M_1 = \frac{3}{\omega_1} \frac{R_2' I_2'^2}{s} i_{1s}'^2 = M i_{1s}'^2,$$

где M — моменты при номинальном напряжении сети.

Таким образом, механическую характеристику двигателя можно построить по формуле Клосса. Для любого угла θ_0 (рис. 3, *б*)

$$M_1 = i_{1s}'^2 \frac{2M_k\left(1 + \frac{R_1 s_k}{c_1 R_2'}\right)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + \frac{2R_1 s_k}{c_1 R_2'}}.$$

Чтобы расширить диапазон регулирования, в схему управления двигателем изменением напряжения статора можно ввести обратные связи. Отрицательная обратная связь по скорости позволяет получить семейство жестких механических характеристик в широком диапазоне скольжений. Эту связь можно осуществить с помощью тахогенератора, когда на систему управления углом отпирания тиристоров подается управляющее напряжение,

равное разности задающего напряжения $U_з$ и э. д. с. тахогенератора $E_{т.г}$. При увеличении нагрузки двигателя снижается скорость вращения, в результате возрастает управляющий сигнал

$$U_y = U_з - E_{т.г} = U_з - k_{т.г}\omega,$$

что приводит к уменьшению угла отпирания тиристоров и увеличению напряжения, подводимого к статору.

Анализ полученных характеристик показывает, что с учетом высокого коэффициента усиления тиристорного усилителя можно получить весьма жесткие механические характеристики в диапазоне нагрузок $0—M_{max}$.

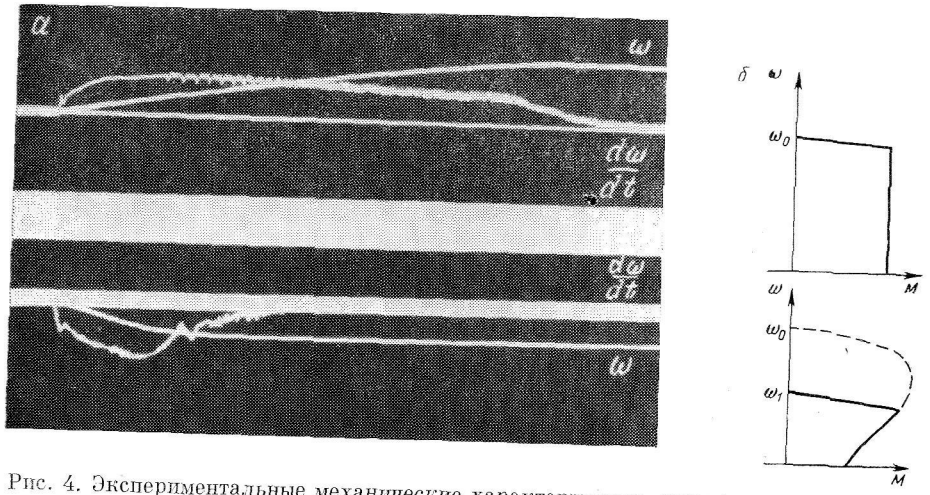


Рис. 4. Экспериментальные механические характеристики асинхронного двигателя при параметрическом регулировании.

При экспериментах осциллографировали скорость и ускорение двигателя, включенного по схемам рис. 1, *а* и 2, *а*, при пуске вхолостую (рис. 4, *а*). Так как ускорение двигателя при этом пропорционально его моменту

$$M = I\frac{d\omega}{dt},$$

по приведенным осциллограммам легко построить механическую характеристику (*рис. 4, б*).

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что параметрическое регулирование позволяет получить полностью бесконтактные системы асинхронного электропривода с механическими характеристиками, близкими к идеальным экскаваторным.

ЛИТЕРАТУРА

Бирзниекс Л. В., Клявиньш И. Э. Бесконтактное регулирование постоянного тока при помощи управляемых полупроводниковых выпрямительных элементов. В сб. Полупроводники и их применение в электротехнике. Изд. АН Латв. ССР, 1964.

Булгаков А. А. Основы динамики управляемых вентильных цепей. Изд. АН СССР, 1963.

Иванчук Б. И., Липман Р. А., Рувимов Б. Я. Тиристорные усилители в схемах электропривода. *Энергия, 1966.*

Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных электродвигателей. Госэнергоиздат, 1955.