

УДК 621.313

Л.Н. Канов, доцент, канд. техн. наук*Севастопольский национальный технический университет**Ул. Университетская 33, СевНТУ, г. Севастополь, Украина, 99053**E-mail: root@sevgtu.sebastopol.ua***ОПТИМИЗАЦИЯ СТАТИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВЕ СХЕМНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ**

Описан метод схемного моделирования, обосновано его применение для построения схемных моделей асинхронного двигателя. Приведены результаты исследования режимов двигателя на основании схемных моделей при изменении мощности, величины и частоты приложенного напряжения.

Введение. Одним из важнейших организационно-технических мероприятий энергосбережения на предприятиях является выбор мощности электроприводов и режимов их работы. Особенно актуально это для асинхронных электроприводов, так как среди регулируемых электроприводов они занимают доминирующее положение. При регулировании асинхронных электродвигателей изменяются частота и амплитуда питающего напряжения, от соотношения которых зависят механические характеристики и энергетические показатели электропривода. Поэтому с практической точки зрения важно знать механические и энергетические характеристики асинхронного электропривода.

Математическому описанию и моделированию асинхронных электродвигателей посвящено немало работ (например, обзоры в [1, 2]). В первом приближении расчет механических и энергетических характеристик электропривода производится в условиях пренебрежения магнитной цепи. В этом случае удастся получить сравнительно простые аналитические выражения и процедуры расчета характеристик двигателя [3]. Однако при учете нелинейности кривой намагничивания расчет оптимальных параметров режима усложняется [4]. Это вызвано необходимостью определения магнитного состояния двигателя и связано с применением итерационных процедур решения нелинейных алгебраических систем уравнений высокого порядка. Применение для их реализации известных существующих программных средств, например MathCad, Mathematica и др. сопряжено с некоторыми трудностями, связанными с представлением уравнений в нормальной форме, выбором начальных приближений. Определенные возможности имитационного моделирования электродвигателей представляются в пакете прикладных программ MatLab, однако их выбор ограничен [5].

К настоящему времени сложилась необходимость такого подхода к моделированию электрических машин, в котором сочеталась бы точность цифрового и наглядность аналогового моделирования, присутствовала бы необходимая гибкость учета всех электромеханических и электромагнитных процессов и существовала бы возможность сочетания моделирования с современными алгоритмами решения задач оптимизации по основным эксплуатационным и энергетическим показателям. Этим условиям в определенной мере соответствует схемное моделирование [6].

Постановка задачи исследования. Целью статьи является разработка и исследование схемной модели асинхронного двигателя, и построение на ее основе основных эксплуатационных и энергетических характеристик для оценки эффективности и выбора оптимального режима работы.

Результаты исследования. Уравнения трехфазного асинхронного двигателя в системе ортогональных dq – координат, вращающихся со скоростью ω_k с опережающим направлением оси q , имеют вид в относительных единицах

$$\left. \begin{aligned} x_s \frac{di_{ds}}{d\tau} + x_m \frac{di_{dr}}{d\tau} - \omega_k x_s i_{qs} - \omega_k x_m i_{qr} + r_s i_{ds} &= u_{ds}; \\ x_s \frac{di_{qs}}{d\tau} + x_m \frac{di_{qr}}{d\tau} + \omega_k x_s i_{ds} + \omega_k x_m i_{dr} + r_s i_{qs} &= u_{qs}; \\ x_r \frac{di_{dr}}{d\tau} + x_m \frac{di_{ds}}{d\tau} - (\omega_k - \omega_r) x_r i_{qr} - (\omega_k - \omega_r) x_m i_{qs} + r_r i_{dr} &= 0; \\ x_r \frac{di_{qr}}{d\tau} + x_m \frac{di_{qs}}{d\tau} + (\omega_k - \omega_r) x_r i_{dr} + (\omega_k - \omega_r) x_m i_{ds} + r_r i_{qr} &= 0; \\ J \frac{d\omega_r}{d\tau} + M &= -x_m i_{qr} i_{ds} + x_m i_{dr} i_{qs} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где r_s, r_r, x_s, x_r – активные и реактивные сопротивления статора и ротора; x_m – сопротивление взаимной индукции фазы статорной и роторной обмоток; $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$ – продольные и поперечные составляющие

токов статора и ротора; ω_r – скорость вращения ротора; J – момент инерции; M – момент нагрузки; u_{ds}, u_{qs} – составляющие приложенного напряжения.

Нелинейную зависимость сопротивления взаимной индукции от намагничивающего тока $i_\delta = \sqrt{(i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2}$ аппроксимируем в соответствии с характеристикой холостого хода двигателя зависимостью, например, вида $x_m(i_\delta) = \frac{a \cdot \arctg(b \cdot i_\delta)}{i_\delta} + c$, где a, b, c – коэффициенты аппроксимации. С учетом сопротивлений рассеяния статора и ротора $x_{\sigma s}, x_{\sigma r}$ их реактивные сопротивления представляются суммами $x_s = x_{\sigma s} + x_m(i_\delta)$, $x_r = x_{\sigma r} + x_m(i_\delta)$. Полагая скорость вращения координатных осей равной синхронной ($\omega_k = 1$), получаем скольжение $\omega_k - \omega_r = s$. Тогда с учетом равенства нулю производных по времени и зависимостью сопротивления ротора от скольжения получаем уравнения двигателя в стационарном режиме:

$$\left. \begin{aligned} r_s i_{ds} - x_{\sigma s} i_{qs} - x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr}) &= u_{ds}; \\ r_s i_{qs} + x_{\sigma s} i_{ds} + x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr}) &= u_{qs}; \\ r_r(s) \cdot i_{dr} - s \cdot x_{\sigma r} i_{qr} - s \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{qr} + i_{qs}) &= 0; \\ r_r(s) \cdot i_{qr} + s \cdot x_{\sigma r} i_{dr} + s \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{dr} + i_{ds}) &= 0; \\ M = x_m(i_\delta) \cdot i_{dr} i_{qs} - x_m(i_\delta) \cdot i_{qr} i_{ds} \end{aligned} \right\}. \quad (2)$$

Параллельная схемная модель двигателя, построенная по уравнению (2), не удовлетворяет условию разрешимости, поэтому далее последнее уравнение исключается из системы (2), а скольжение вводится как независимый параметр. Окончательный вид параллельной схемной модели двигателя изображен на рисунке 1, где обозначены линейные проводимости: $g1 = g2 = r_s$,

$g3 = g4 = r_r(s) = r_{or} k_r(\xi)$, где $k_r(\xi) = \xi \frac{sh2\xi + \sin 2\xi}{ch2\xi - \cos 2\xi}$, $\xi = h\sqrt{s}$, h – коэффициент, зависящий от формы паза; линейные управляемые источники тока: $J1 = x_{\sigma s} i_{qs}$, $J4 = x_{\sigma r} i_{ds}$, $J7 = s \cdot x_{\sigma r} i_{qr}$, $J9 = s \cdot x_{\sigma r} i_{dr}$;

нелинейные управляемые источники тока: $J2 = x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr})$, $J5 = x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr})$, $J8 = s \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr})$, $J10 = s \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr})$; независимые источники тока: $J3 = u_{ds}$, $J6 = u_{qs}$.

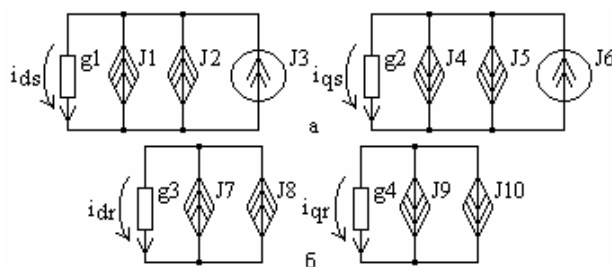


Рисунок 1 – Параллельная схемная модель: а – контуры статора; б – ротора

Построенная схемная модель представляет нелинейную цепь постоянного тока и рассчитывается существующими программными средствами. Напряжения на проводимостях $g1 - g4$ численно равны составляющим токов статора и ротора. Основные эксплуатационные и энергетические показатели определяются по выражениям: момент на валу $M = x_m(i_\delta) \cdot (i_{qr} i_{ds} - i_{qs} i_{dr})$; мощность на валу $P2 = M(1 - s)$; входная активная мощность $P1 = 3(r_s I_s^2 + r_r(s) I_r^2) + Q_{cm} + P2$, где $I_s^2 = I_{ds}^2 + I_{qs}^2$, $I_r^2 = I_{dr}^2 + I_{qr}^2$, Q_{cm} – мощность потерь в стали; КПД $\eta = \frac{P2}{P1}$; $\cos \varphi = \frac{P1}{\sqrt{3} U I_s}$, где $U^2 = u_{ds}^2 + u_{qs}^2$.

На рисунке 2 в относительных единицах изображены рассчитанные по предложенной схемной модели рабочие характеристики асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором МАП1–21,5658/8. Построение выполнено путем просчета схемной модели при изменении скольжения от 0 до 1 через 0,005. Из рисунка следует, что КПД достигает максимума 0,87 при мощности на валу 0,75 и с ростом мощности уменьшается до 0,7 при мощности 1,52, когда происходит опрокидывание режима двигателя. Критическое скольжение составляет 0,21. Ток статора при остановке двигателя после опрокидывания принимает значение 1,85, а ток холостого хода – 0,42. С помощью построенной схемной модели можно

исследовать рабочие характеристики в зависимости от скольжения при различных значениях сопротивления ротора в двигателе с фазным ротором.

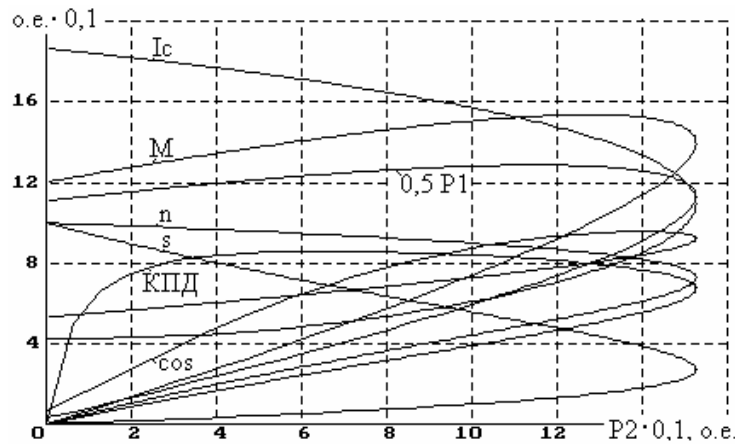


Рисунок 2 – Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Для исследования зависимости режима двигателя от входного напряжения перестроим схемную модель с тем, чтобы можно было задавать значения напряжения, а скольжение получать в результате расчета модели. Будем трактовать сомножители при скольжении в слагаемых из третьего уравнения (2) как нелинейные проводимости, зависящие от составляющих токов статора и ротора. Аналогичным образом будем трактовать множитель $x_m(i_\delta)i_{qs}$ при составляющей тока ротора i_{dr} в пятом уравнении (2).

Видоизмененная схемная модель примет вид, изображенный на рисунке 3, где обозначены линейные проводимости $g1 = g2 = r_s$; линейная управляемая проводимость $g3 = x_{\sigma r} i_{qr}$; нелинейные управляемые проводимости: $g4 = x_m(i_\delta) \cdot (i_{qr} + i_{qs})$, $g5 = r_r(s)$, $g6 = x_m(i_\delta)i_{qs}$; линейные управляемые источники тока: $J1 = x_{\sigma s} i_{qs}$, $J4 = x_{\sigma s} i_{ds}$; независимые источники тока: $J3 = u_{ds}$, $J6 = u_{qs}$, $J11 = M$; нелинейные управляемые источники тока: $J2 = x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr})$, $J5 = x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr})$, $J7 = r_r(s)i_{dr}$, $J8 = x_{\sigma r} s i_{dr}$, $J9 = s x_m(i_\delta) \cdot (i_{dr} + i_{ds})$; $J10 = x_m(i_\delta)i_{qr}i_{ds}$. Напряжения на проводимостях $g1, g2, g5, g6$ численно равны продольной и поперечной составляющим токов статора и ротора, на проводимости $g3$ – скольжению.

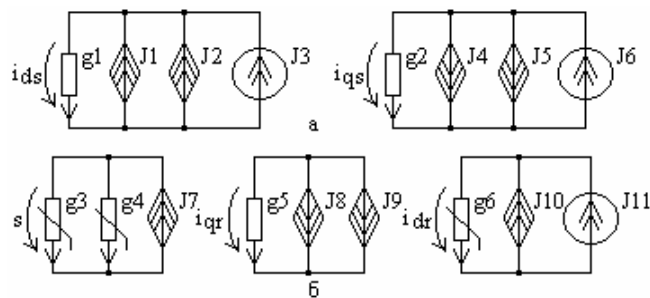


Рисунок 3 – Схемная модель для анализа влияния напряжения:
а – контуры статора; б – контуры скольжения и ротора

На рисунке 4 в относительных единицах изображены графики зависимостей параметров режима от величины входного напряжения при неизменном моменте нагрузки $M = 0,7$, рассчитанные по построенной схемной модели. Из графиков следует, что с ростом входного напряжения скольжение уменьшается. Высокое скольжение обуславливает увеличение тока ротора, что ведет к снижению КПД. Ток статора при номинальном напряжении имеет минимум, что объясняется с одной стороны насыщением магнитной цепи, с другой – ростом тока ротора. Квадратичный рост реактивной мощности также объясняется насыщением магнитной цепи. Понижение напряжения приводит к росту токов статора и ротора и “опрокидыванию” режима.

Исследование зависимости параметров режима от частоты также можно выполнить по схемной модели на рисунке 3. Изменение частоты имитируется множителем ω_* , равным единице при номинальном значении частоты. Такой множитель вводится в выражения источников тока $J1, J2, J4, J5, J8, J9$ и в формулы нелинейных управляемых проводимостей $g3, g4$. Скольжение

рассчитывается относительно изменяющейся частоты. Базовый момент при переходе к относительным единицам для новой частоты определяется выражением

$$M_{баз} = \frac{P_{баз}}{\omega} = \frac{P_{баз}}{\omega_{ном} \cdot \omega_*}.$$

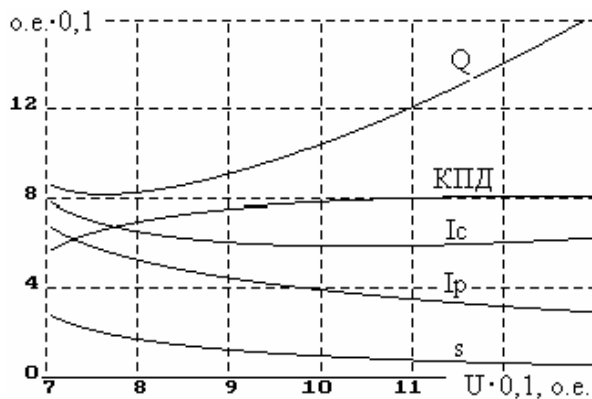


Рисунок 4 – Зависимости параметров режима от напряжения (Q – реактивная мощность)

Тогда уравнение момента в (2) при переходе к относительным единицам дает

$$\omega_{ном} \cdot \omega_* \frac{x_m(i_\delta)}{P_{баз}} (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) = \frac{M}{P_{баз}} \omega_{ном} \cdot \omega_* ,$$

т.е. в относительных единицах множитель ω_* в этом уравнении не появляется, и соответствующий контур на рисунке 3 не изменяется.

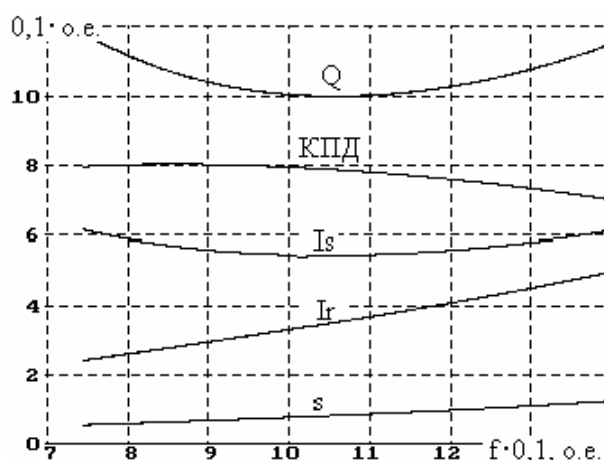


Рисунок 5 – Зависимости параметров режима от частоты

На рисунке 5 изображены зависимости параметров режима от частоты, рассчитанные по схемной модели (рисунок 3) с шагом по частоте 0,01 о.е. при неизменном моменте нагрузки, равном 0,6 о.е., и номинальном напряжении. Уменьшение частоты вызывает уменьшение магнитного потока и вращающего момента; так как момент сопротивления остается неизменным, скольжение вместе с током ротора уменьшается. С ростом частоты скольжение растет, вслед за ним растут токи статора и ротора. Таким образом, ток статора и реактивная мощность имеют выраженный минимум, соответствующий номинальной частоте. Снижение КПД с ростом частоты объясняется ростом токов статора и ротора.

Выводы. Проведенные исследования показывают, что схемное моделирование позволяет получить наглядные и точные зависимости основных эксплуатационных и энергетических показателей асинхронных двигателей и дает возможность выбирать оптимальные режимы их работы при различных условиях. Полученные результаты находятся в хорошем соответствии с опытными данными.

Перспективным направлением дальнейших исследований в этой области является схемное моделирование асинхронных двигателей в нестационарных динамических режимах.

Библиографический список

1. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / И.Я. Браславский. — М.: Изд. центр «Академия», 2004. — 256 с.
2. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. — М.: Изд. центр «Академия», 2004. — 272 с.
3. Съянов А.М. Математические модели асинхронного двигателя для совместного моделирования с преобразователями энергии / А.М. Съянов, М.В. Кулик // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: сб. науч. тр. — Днепропетровск: ДГТУ, 2007. — С. 183–184.
4. Зайцев А.И. Дифференциальные уравнения для частотнорегулируемого асинхронного двигателя с учетом насыщения / А.И. Зайцев, Д.А. Снегирев // Изв. Академии инж. наук им. А.М. Прохорова. — М., Н. Новгород, 2005. — С. 44–47.
5. Антонов Н.Л. Улучшение коэффициента мощности асинхронного электропривода с упрощенным ДНПЧ – ШИМ / Н.Л. Антонов // Електротехніка та електроенергетика. — 2007. — № 1. — С. 43–52.
6. Канов Л.Н. Параметрический синтез механических характеристик асинхронного двигателя на основе метода схемного моделирования / Л.Н. Канов // Електротехніка і електромеханіка. — 2006. — № 2. — С. 26–29.

Поступила в редакцию 24.03.2008 г.