

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ПУСКА АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ИНДУКЦИОННО-ЕМКОСТНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ В ЦЕПИ РОТОРА

Введение. Для плавного пуска механизмов с большим моментом статического сопротивления или моментом инерции широко применяются асинхронные электродвигатели с фазным ротором. При этом ограничение пускового тока и создание электромагнитного момента соответствующей величины могут обеспечиваться релейно-контакторными или каскадными схемами, а также путем включения в цепи фазного ротора индукционных сопротивлений (ИС) [1]. Последние могут иметь различные конструктивные исполнения, габаритные и весовые показатели. Лучшие пусковые свойства электропривода удастся получить с помощью двухкатушечной дисковой конструкции ИС при встречном (по магнитному потоку) включении упомянутых катушек [2]. В данном случае электродвигатель развивает на большей части пусковой характеристики независимый от скорости электромагнитный момент, обеспечивая тем самым постоянство ускорения и минимальное время разгона. Однако все известные конструкции индукционных сопротивлений обладают весьма узкими возможностями для вариации их параметров в пределах одного типоразмера с целью получения заданных пусковых свойств асинхронных двигателей.

Постановка задачи. Комбинация удачных конструкторских и схемных решений может открыть новые перспективы на пути совершенствования бесконтактных индукционных устройств и расширить область их использования в переходных режимах электрических машин переменного тока.

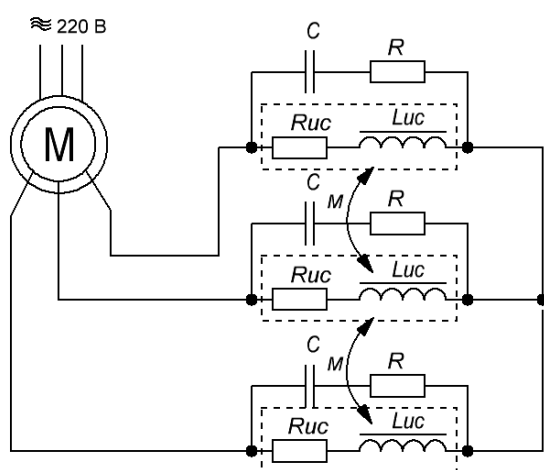


Рисунок 1 – Схема включения индукционного сопротивления с емкостной компенсацией в цепи фазного ротора

Одно из таких решений представлено на рис.1. Каждое индукционное сопротивление Z_{IC} в фазе ротора электродвигателя М зашунтировано RC-цепочкой.

Величина емкости конденсатора С рассчитывается таким образом, чтобы на заданной частоте скольжения ротора s частично или полностью компенсировать индуктивную составляющую полного сопротивления ИС. Резисторы R необходимы для ограничения тока через конденсаторы и для создания нужного момента двигателя во время резонансных явлений в фазах ротора. Поскольку величины $Z_{IC}(s)$ и $X_C(s)$ изменяются вместе с частотой

тока ротора в противоположных направлениях, практическая область применения такой схемы лежит в диапазоне скольжений двигателя от $s = 1$ до $s = 0,5$. На вторую половину пусковой характеристики

($s_H \leq s < 0,5$) емкостное сопротивление $X_c(s)$ не оказывает существенного влияния.

Регулировать величину пускового момента асинхронного двигателя в представленной схеме можно несколькими способами: а) выбором соответствующей емкости конденсатора при неизменных параметрах других элементов в цепи ротора с соблюдением симметрии по фазам; б) варьированием сопротивления резисторов R с учетом их симметричного включения; в) несимметричным включением по фазам элементов как C , так и R в RC -цепях параллельно основным индукционным сопротивлениям; г) переключением RC -цепей (как симметричных, так и несимметричных по фазам) со “звезды” Y на “треугольник” Δ при условии, что ИС остаются включенными по базовой схеме Y .

Результаты работы. Аналитический расчет оптимальных значений RC -элементов в рассмотренной схеме весьма затруднен из-за существенной нелинейной зависимости ИС от величины и частоты протекающего тока. Для теоретической оценки целесообразного диапазона изменения RC -цепей схемы выполнен численный эксперимент с помощью математической модели. В её основе лежит система дифференциальных уравнений асинхронной машины в фазных координатах, представленная в матричной форме [3]:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} R_{01} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} R'_{02}(i) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix},$$

где u_i, i_i – мгновенные значения фазных напряжений и токов; R_{01}, R'_{02} – активные сопротивления фаз статора и ротора; Ψ_i – полные потокосцепления фаз статора и ротора.

Потокосцепления статора и ротора

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} L_S + \begin{bmatrix} i_B + i_C \\ i_C + i_A \\ i_A + i_B \end{bmatrix} M_S + [C_S] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} M_{SR}; \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} L_R + \begin{bmatrix} i_c + i_b \\ i_c + i_a \\ i_a + i_b \end{bmatrix} M_R + [C_R] \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} M_{SR},$$

где $L_S, M_S, M_{SR}, L_R, M_R, M_{SR}, C_S$ и C_R определены в [4].

Математическая модель ИС, включенного в цепь фазного ротора, построена на основе экспериментальных данных, полученных при исследовании конструкции сопротивления с ферромагнитными пластинами и центральной стенкой (рис.2).

Полное сопротивление индукционного сопротивления Z_{IC} и его составляющие R_{ic}, X_{ic} могут быть представлены в виде плоскости сопротивлений в функции частоты и величины тока ротора (в диапазоне частот $f_2 = 10 \dots 50$ Гц, ток ротора $I_2 = 10 \dots 80$ А для двигателя МТВ-412-8) (рис.3).

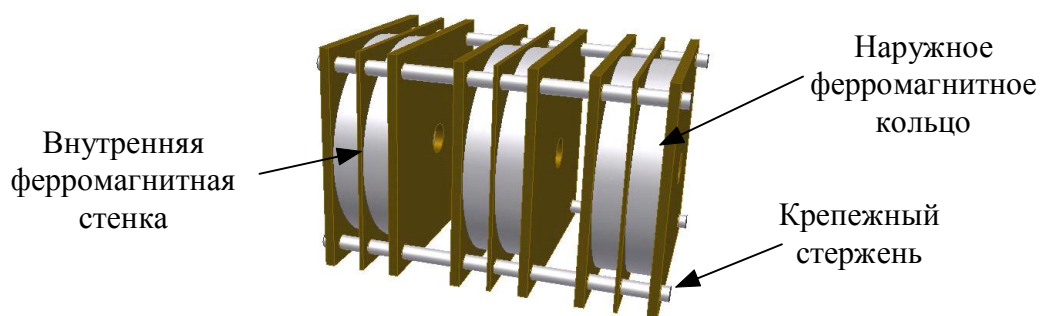


Рисунок 2 – Конструкция индукционного сопротивления с ферромагнитными пластинами и центральной стенкой

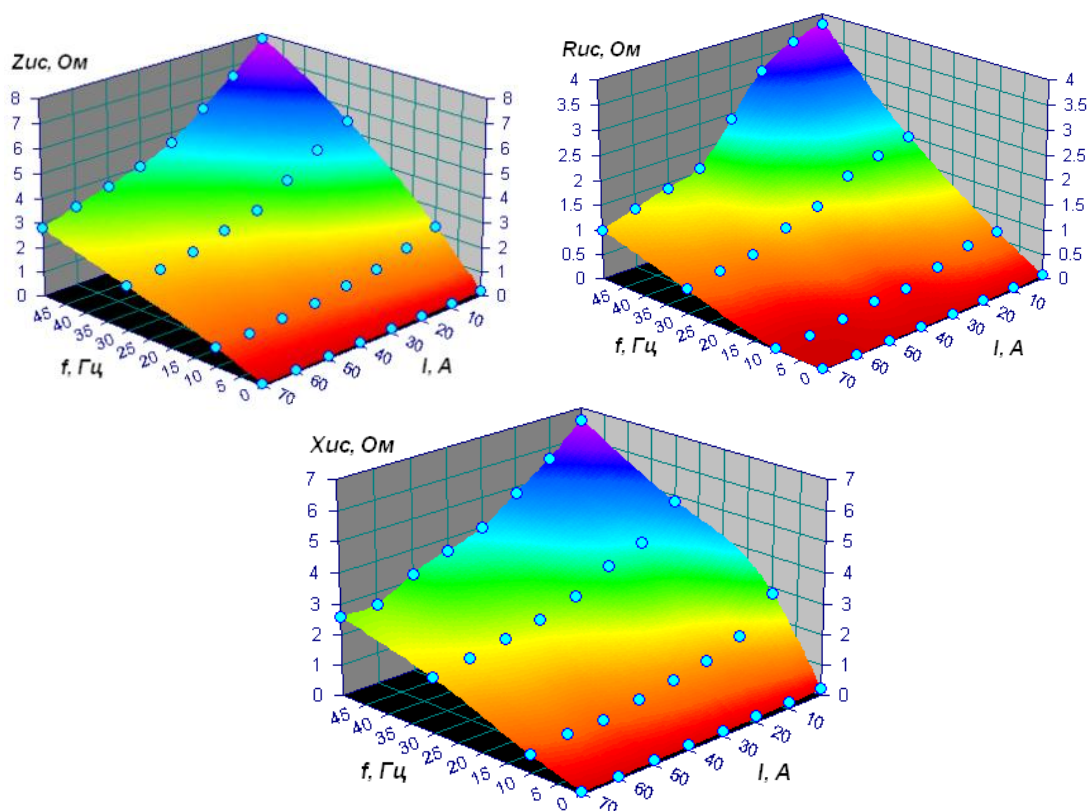


Рисунок 3 – Плоскости сопротивлений $Z_{ис} = f(I_2, f_2)$, $R_{ис} = f(I_2, f_2)$, $X_{ис} = f(I_2, f_2)$

Параметры $Z_{ис}$, $R_{ис}$, $X_{ис}$ вне указанных диапазонов изменения f_2 и I_2 находились методом экстраполяции с помощью специально подобранного аппроксимирующего полинома.

Моделирование выполнено для асинхронной машины с фазным ротором на базе кранового электродвигателя МТВ-412-8 ($P_n = 11$ кВт; $U_{1н} = 220$ В; $n_n = 720$ об/мин; $I_{1н} = 58$ А; $I_{2н} = 59$ А; $J_\Sigma = 1,15$ кг·м²). Схема соединения индукционных сопротивлений в фазах ротора – Y. На рис. 4 для сравнения приведены результаты математическо-

го моделирования переходного процесса пуска двигателя с индукционным реостатом (а) и с емкостной компенсацией (б) ($C = 900 \text{ мкФ}$, $R = 1 \text{ Ом}$).

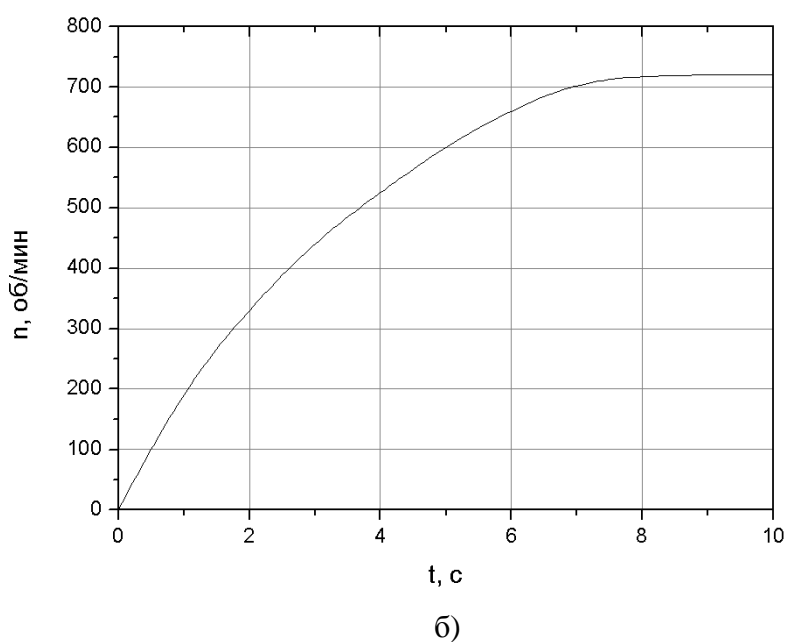
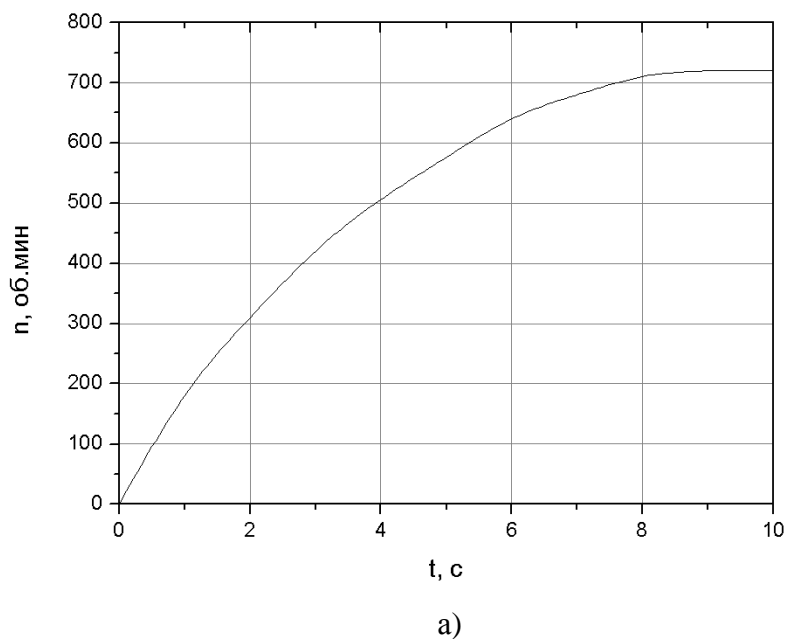


Рисунок 4 – Графики расчетных переходных процессов пуска двигателя

Для подтверждения основных теоретических положений и работоспособности предложенных схемных решений выполнено осциллографирование асинхронного пуска упомянутого выше двигателя с теми же параметрами ИС и RC - элементов, что и в численном эксперименте. Результаты опытов приведены на рис.5.

Выводы. 1. Шунтирование индукционных сопротивлений RC-элементами в цепях фазного ротора асинхронных двигателей позволяет сократить время разгона машины до рабочей скорости. 2. Предложенное схемное решение с необходимыми дополнениями может быть рекомендовано для оптимизации переходных процессов в электриче-

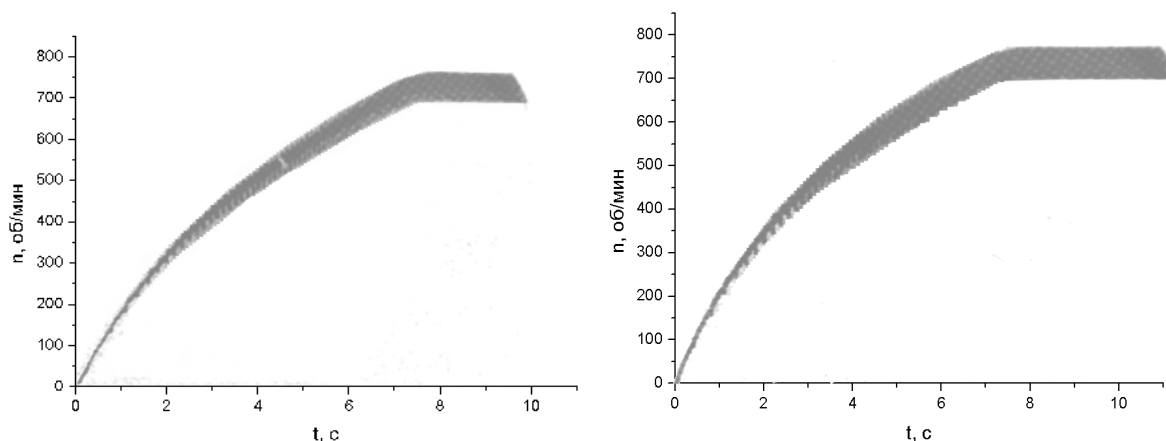


Рисунок 5 – Осцилограмми скорости при пуске двигателя

ських машинах переменного тока в тех случаях, когда использование ИС целесообразно с технической и экономической точек зрения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Власов В.Г. Взрывозащищенный тиристорный электропривод переменного тока / Власов В.Г., Иванов В.Л., Тимофеева Л.И. – М.: Энергия, 1977. – 160с.
2. Качура О.В. Індукційні реостати з покращеними масогабаритними показниками для асинхронних двигунів з фазним ротором: монографія / Качура О.В., Количев С.В., С'янов О.М. – Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2011. – 209с.
3. Качура О.В. Дослідження асинхронних двигунів з нелінійними елементами у колі фазного ротора / Качура О.В., Кулик М.В., С'янов О.М. // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск “Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика”. – Кременчук. – 2012. – Випуск 3/2012(19). – С.408-411.
4. Качура А.В. Проектирование электроприводов на основе совместного анализа цепевых и полевых моделей / Качура А.В., Колычев С.В., Сьянов А.М. // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ. – 2006. – Вип. 3/2006(38)41. – С.17-19.

Поступила в редколлегию 05.09.2016.

УДК 621.314

БОМБИК В.С., асистент

Вінницький національний технічний університет

АНАЛІТИЧНА МОДЕЛЬ МРРТ-ФУНКЦІЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ІНВЕРТОРОМ НАПРУГИ СОНЯЧНОЇ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЇ

Вступ. В теперішній час для досягнення необхідних параметрів якості електроенергії все частіше застосовуються мережеві багаторівневі інвертори напруги (МБІН) [1]. Зокрема такі інвертори є невід'ємною частиною сонячних електростанцій [2, 3]. Для ефективного керування таким інвертором виникає необхідність узгодження його режимів роботи з мережею для відслідковування точки відбору максимальної потужності сонячним модулем, де поздовжня та поперечна складові струму багаторівневого інвертора будуть забезпечувати напругу та потужність, яка зі сторони входу інвертора зніматиметься із сонячного модуля, а зі сторони виходу буде віддаватись в мережу.

Однією з проблем сонячних електростанцій є те, що електроенергія, яка виробляється сонячним модулем має нестабільні показники, оскільки останні залежать від ряду