

Модель ЭВМ

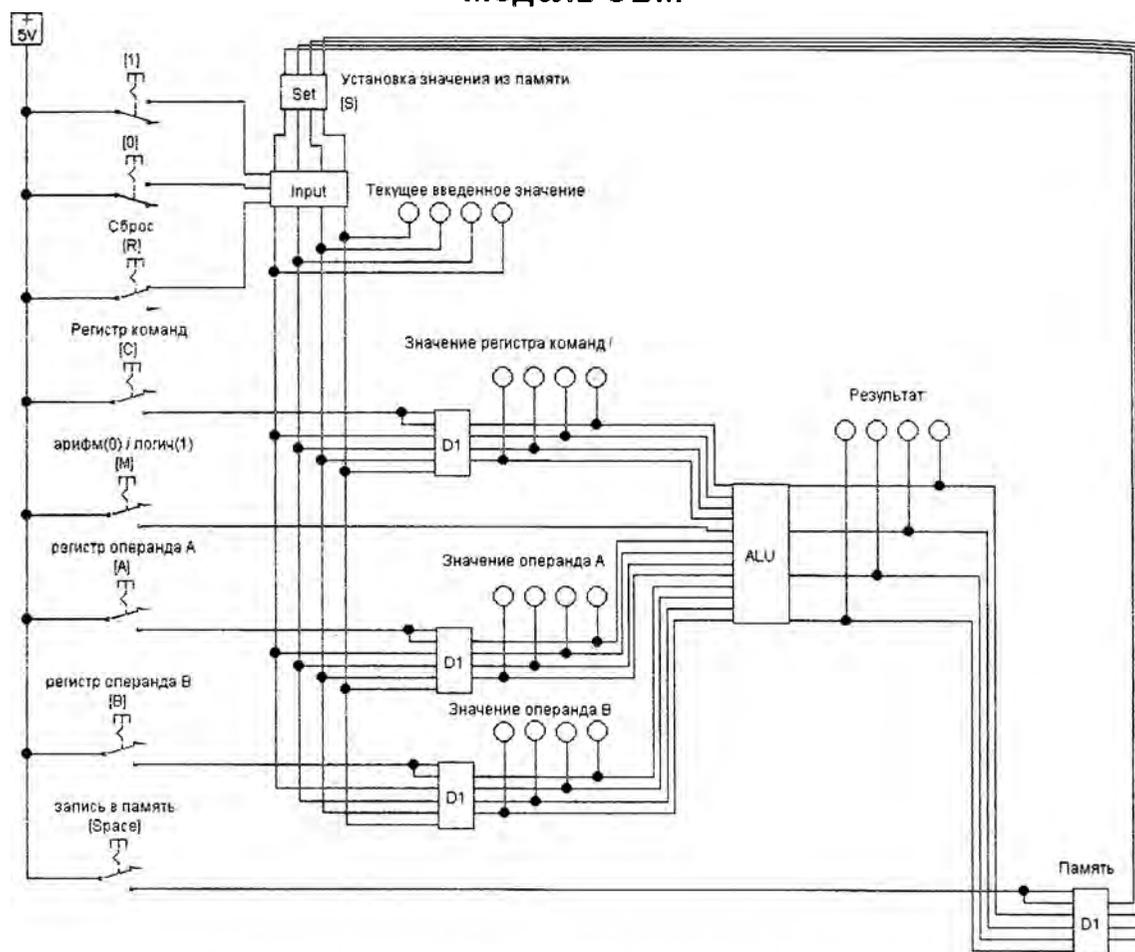


Рисунок 4. Схема «Модель ЭВМ» в Electronics Workbench

УДК 621.316.176

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНВЕРСНОГО ФЕРРОМАГНИТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Воробей А.М.

Научный руководитель – канд. техн. наук, доцент СОНЧИК Л.И.

Особый теоретический и практический интерес представляет возможность работы ферромагнитных преобразователей частоты в инверсном режиме. Обязательным элементом инверсного преобразователя частоты является колебательный контур, включающий в себя нелинейный элемент [1].

Подтверждением работоспособности инверсных преобразователей частоты служат и некоторые экспериментальные исследования [2]. Такие преобразователи могут служить в качестве связующего звена между системами промышленной и утроенной частоты.

Практическое применение преобразователей частоты, наряду с вопросами анализа и расчета, связано с разработкой методов оптимизации их параметров. Оптимальное конструирование преобразователей частоты, как и других устройств с нелинейными элементами, предполагает выбор критерия оптимальности. В качестве критерия опти-

мальности инверсного преобразователя следует выбирать наиболее эффективный, определяющий его конкурентоспособность в сравнении с устройствами одинакового функционального назначения. Для силовых преобразователей параметров электроэнергии главным условием оптимального проектирования принято считать обеспечение минимального веса, объема или стоимости активных материалов на единицу установленной мощности при заданном допустимом перегреве [3, 4]. Обеспечение минимальных весогабаритных показателей преобразовательных устройств невозможно без максимального использования материала его основного элемента – магнитопровода. Кроме этого для преобразователей частоты в инверсном режиме является обязательным наличие источников реактивной мощности, как на входе, так и на выходе устройства. При этом необходимо учесть, что вход и выход инверсного преобразователя являются понятиями относительными, зависящими от режима работы устройства – умножения или деления частоты. Поэтому оптимизация параметров инверсного преобразователя также невозможна без определения оптимальной величины емкостной компенсации.

Ранее рассматривались вопросы определения оптимальной емкостной компенсации в различных аспектах [5]. Величина оптимальной емкостной компенсации на выходе утроителей может быть определена из условия максимально отдаваемой мощности при исключении автоколебаний и триггерного эффекта или из условия обеспечения максимальной величины отношения суммарной намагничивающей силы трансформатора к суммарной намагничивающей силе умножителя [6]. Другие авторы [7] вопрос оптимальной емкостной компенсации рассматривают в связи с условием получения необходимой внешней характеристики утроителя. Вследствие выполнения разработанных нами устройств на базе магнитопровода заданной формы и габаритных размеров и обязательного наличия в них источников реактивной мощности выбираем в качестве критерия оптимальности отношение суммарной реактивной компенсирующей мощности к величине максимально отдаваемой активной мощности:

$$Q_k^* = \frac{Q_{1k} + Q_{3k}}{P_{\text{вых}}} = Q_k(B_{1\max}, B_{3\max}, \psi_3),$$

где Q_k^* – относительная реактивная компенсирующая мощность;

Q_{1k}, Q_{3k} – реактивная компенсирующая мощность со стороны первой и третьей гармоники соответственно.

Математически поставленная задача сводится у минимизации целевой функции относительной компенсирующей мощности при фиксированном значении амплитуды индукции основной гармоники:

$$Q_k(B_{3\max}^*, \psi_3^*) = \min_{B_{3\max}, \psi_3} [Q_k^*],$$

где $B_{3\max}^*, \psi_3^*$ – значения амплитуды индукции третьей гармоники и ее начальной фазы, соответствующие оптимальному режиму.

Нахождение минимума относительной компенсирующей мощности инверсного преобразователя частоты ставит вопрос выбора аппроксимации характеристик линейных элементов устройства. Использование для данной задачи принятой в работе основной аппроксимации кривой намагничивания в форме выражения гиперболического синуса не позволяет получить решение в аналитическом виде. В связи с этим возникает необходимость замены основной аппроксимации эквивалентной ей в смысле идентичного отображения свойств сердечника устройства относительно преобразования энергии в инверсном режиме работы. Учитывая особенности режима работы преобразователя частоты, примем в качестве эквивалентной аппроксимации выражение степенного полинома. При этом с целью получения решения задачи в аналитическом виде степень полинома не должна быть выше третьей. В качестве критерия эквивалентности двух

выражений аппроксимации кривой намагничивания сердечника примем равенство гармонического спектра напряженности поля. Для оценки эффективности изложенного метода выполним расчет характеристики холостого хода преобразователя в режиме умножения частоты при аппроксимации кривой намагничивания сердечника с помощью основной и эквивалентной аппроксимации.

Запишем выражение эквивалентной аппроксимации в действительных единицах:

$$H = -aB + bB^3.$$

Коэффициенты аппроксимации степенного полинома определим из условия эквивалентности гармонического спектра напряженности поля. Для упрощения расчетов эквивалентирование двух выражений аппроксимации выполним при синусоидальной индукции. Приравнявая коэффициенты при членах с одинаковой частотой в выражениях разложения в ряд Фурье напряженности поля при использовании основной и эквивалентной аппроксимации, получим:

$$2\alpha J_1(\beta B_{\max}) = -aB_{\max} + \frac{3}{4}bB_{\max}^3;$$

$$2\alpha J_3(\beta B_{\max}) = \frac{1}{4}bB_{\max}^3,$$

где $J_1(\beta B_{\max})$, $J_3(\beta B_{\max})$ – модифицированная функция Бесселя первого и третьего порядка соответственно.

Из полученной системы уравнений можно определить коэффициенты аппроксимации степенного полинома:

$$b = \frac{8\alpha J_3(\beta B_{\max})}{B_{\max}^3};$$

$$a = \frac{3}{4}bB_{\max}^2 - \frac{2\alpha J_1(\beta B_{\max})}{B_{\max}}.$$

Значение индукции первой гармоники в выражении эквивалентной аппроксимации определим из соотношения:

$$B_{\max} = \frac{B_{1\max 0}}{B_{\text{баз}}},$$

где $B_{1\max 0}$ – значение индукции первой гармоники в выражении основной аппроксимации.

Значение базисной индукции определим из выражения:

$$B_{\text{баз}} = \sqrt{\frac{a}{b}}.$$

С учетом полученных соотношений можно записать выражение эквивалентной аппроксимации в относительных единицах:

$$H = -B + B^3. \quad (1)$$

Принимаем закон изменения индукции в сердечнике преобразователя в виде:

$$B = B_{1\max} \cos t + B_{3\max} \cos(3t + \psi_3). \quad (2)$$

Подставив уравнение (2) в (1) выделим из кривой напряженности поля третью гармонику:

$$\underline{H}_3 = \frac{1}{4}B_{1\max}^3 + 3B_{3\max} \left(\frac{1}{4}B_{3\max}^2 - \frac{1}{2}B_{1\max}^2 - \frac{1}{3} \right) e^{j\psi_3}.$$

В режиме холостого хода преобразователя:

$$\underline{H}_3 = 0.$$

Отсюда получим:

$$B_{3\max}^3 + B_{3\max} \left(2B_{1\max}^2 - \frac{4}{3} \right) - \frac{1}{3} B_{1\max}^3 = 0. \quad (3)$$

Из уравнения (3) можно легко определить эквивалентное значение амплитуды индукции третьей гармоники. Обратный переход к величинам, соответствующим выражению основной аппроксимации, можно осуществить с помощью базисных единиц.

При использовании эквивалентной аппроксимации кривой намагничивания полная выходная и входная мощность преобразователя в относительных единицах может быть определена из выражения:

$$\underline{S}_k^* = jk \frac{B_{k\max}^* H_{k\max}}{2} = P_k - jQ_k,$$

где k – номер гармоники;

Q_k – реактивная компенсирующая мощность k -той гармоники.

Активную и реактивную компенсирующую мощность первой и третьей гармоники определим из следующих выражений:

$$P_1 = -P_3 = -\frac{3}{8} B_{1\max}^3 B_{3\max} \sin \psi_3;$$

$$Q_{1k} = \frac{1}{4} B_{1\max}^2 (3B_{3\max}^2 - 2) + \frac{3}{8} B_{1\max}^3 (B_{1\max} + B_{3\max} \cos \psi_3);$$

$$Q_{3k} = \frac{3}{4} B_{3\max}^2 (3B_{1\max}^2 - 2) + \frac{3}{8} B_{3\max} (3B_{3\max}^3 + B_{1\max}^3 \cos \psi_3).$$

Из приведенных уравнений следует, что при неизменной величине индукции основной гармоники максимально преобразуемой мощности соответствует угол $\psi_3 = \frac{\pi}{2}$, а минимальной компенсирующей мощности – $\psi_3 = \pi$.

В соответствии с методом наискорейшего спуска отыскание минимума критерия оптимальности будем выполнять, начиная с определения оптимального значения индукции третьей гармоники по выражению:

$$B'_{3\max} = B_{3\max}^0 - \Delta B_{3\max} \frac{\partial Q_k}{\partial B_{3\max}}. \quad (4)$$

Начальное значение амплитуды индукции третьей гармоники определим из режима холостого хода устройства по уравнению (3).

Величина шага в уравнении (4) определяется из выражения:

$$\Delta B_{3\max} = \frac{1}{\sin \varphi} \left[\frac{18B_{3\max}}{B_{1\max}^3} + \frac{2}{B_{3\max}^3} \left(B_{1\max} - \frac{4}{3B_{1\max}} \right) \right]. \quad (5)$$

Величина оптимального угла φ в уравнении (5) определяется начальной фазой амплитуды индукции третьей гармоники:

$$\varphi = \pi - \psi_3,$$

где

$$\psi_3 = \arccos \left[- \frac{\frac{3}{4} B_{1\max}^3 B_{3\max}}{\frac{3}{8} (B_{1\max}^4 + 3B_{3\max}^4 + 3B_{1\max}^2 B_{3\max}^2) - \frac{1}{2} (B_{1\max}^2 + 3B_{3\max}^2)} \right].$$

Обратный переход от полученных результатов к размерности, соответствующей основной аппроксимации, можно выполнить с помощью базисных величин:

$$P_6 = B_6 H_6 = \frac{a^2}{b};$$

$$g_6 = a,$$

где P_6 – базисная мощность;

g_6 – базисная проводимость.

Литература

1. Каримов, А.С., Турдыев, М.Г. Особенности возбуждения субгармонических колебаний в многоконтурных феррорезонансных цепях переменного тока. – М.: Электричество, 1979.
2. Ешелькин, В.М., Бурыкин, В.В. Передача активной мощности в системе ферромагнитный преобразователь частоты – синхронная машина. – Известия высших учебных заведений. – Серия Энергетика, 1981.
3. Бертинов, А.И., Кофман, Д.Б. Тороидальные трансформаторы статических преобразователей. – М.: Энергия, 1970.
4. Бальян, Р.Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. – М.: Радио, 1971.
5. Обрусник, В.П. Дискретно-управляемые ферромагнитные элементы для преобразования параметров электроэнергии. – М.: Наука, 1979.
6. Бамдас, А.М., Блинов, И.В., Захаров, Н.В., Шапиро, С.В. Ферромагнитные умножители частоты. – М.: Энергия, 1968.
7. Баженов, И.А. Исследование регулируемости статических ферромагнитных нечетнократных умножителей частоты: Автореф. дисс. канд. техн. наук. – Минск, 1971.

УДК 621.3

ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ. ИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ШАГОВЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Метлицкий О.В.

Научный руководитель – ЖУКОВСКАЯ Т.Е.

Шаговые двигатели обладают хорошими регулировочными свойствами и экономичны, но наличие скользящего контакта коллектор – щетки ограничивает область их применения.

В настоящее время в связи с развитием силовой полупроводниковой электроники появились и начали получать все более широкое распространение бесконтактные двигатели постоянного тока. При замене механического коммутатора – коллектора с щетками полупроводниковым коммутатором двигатель постоянного тока становится более надежным и долговечным, создает меньше радиопомех, особенно при высоких частотах вращения, когда очень быстро изнашиваются щетки и значительно увеличиваются искрение и радиопомехи.

В отличие от обычного коллекторного двигателя бесконтактный двигатель постоянного тока обладает рядом характерных особенностей.

1. Силовая обмотка якоря расположена на статоре и состоит из нескольких катушек, сдвинутых относительно друг друга в пространстве. Ротор выполняют в виде постоянного магнита:

2. Положение оси магнитного потока ротора по отношению к осям катушек силовой обмотки статора определяется бесконтактными датчиками (трансформаторными, индукционными, магнитоэлектрическими, фотоэлектрическими).

3. Бесконтактный полупроводниковый коммутатор осуществляет коммутацию катушек силовой обмотки статора по сигналам датчиков положения. При мощности дви-