

Выводы

1. Разработанная имитационная модель асинхронного ЭП с АИН-ШИМ предназначена для исследования аварийных режимов КЗ в инверторе, создана с использованием методов обобщенных векторов и эквивалентных источников, отличается от существующих моделей [2] относительной простотой при обеспечении равноценной точности расчета электромагнитных процессов в рассматриваемых режимах (с отклонением менее 1 %).

2. Путем принудительного запираания (воздействием от САУ) всех силовых ключей АИН-ШИМ, производимого после идентификации наступления режима внутреннего или внешнего КЗ в инверторе, удается значительно уменьшить (практически исключить) появление ударного электромагнитного момента АД лишь только при внутреннем КЗ, вызванном появлением узкого лишнего («ложного») импульса управления на силовом ключе инвертора.

3. Наиболее опасным в отношении возникновения ударного электромагнитного момента является режим внешнего трехфазного КЗ в инверторе, при котором возможно приложение к двигателю (редуктору, рабочему механизму) значительной величины ударного момента (достигающего 4–7-кратного значения от номинального момента двигателя). При этом максимальные значения ударного момента присущи работе двигателя на наибольших скоростях и для генераторного режима; значения ударного момента снижаются с уменьшением скорости двигателя и при его работе в двигательном режиме.

4. При внешнем двухфазном КЗ или внутреннем КЗ в инверторе, вызванном выходом из строя его силового ключа, также наблюдаются большие значения ударного электромагнитного момента, равные 3–6-кратным от номинального момента двигателя.

5. Применение принудительного запираания силовых ключей АИН-ШИМ при режимах внутреннего и внешнего КЗ (после идентификации наступления указанных аварийных режимов) обязательно, поскольку при этом исключается протекание сверхтоков через силовые ключи инвертора в данных режимах (а, следовательно, – сохраняется работоспособность указанных силовых ключей после окончания режимов КЗ).

Перечень ссылок

1. Глух Е. М., Зеленов В. Е. Защита полупроводниковых преобразователей. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергоиздат, 1982. – 153 с.
2. Герман – Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. – MatLab 6.0. – С.–П.: Корона, 2001. – 320 с.
3. Пивняк Г.Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
4. Метельский В. П., Лохматов А. Г. Исследование, анализ и идентификация неполнофазных режимов инвертора в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе // Электротехника та електроенергетика. – 2006. – № 2. – С. 12–19.
5. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока: Пер. с нем. яз. – М. — Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 744 с.
6. Автоматизированное проектирование силовых электронных схем / В. Я. Жуйков, В. Е. Сучик, П. - Д. Андриенко, М. А. Еременко. – К.: Техніка, 1998.– 184 с.

Поступила в редакцию 19.05.07 г.

Розроблено імітаційну модель асинхронного електропривода з АИН-ШИМ для дослідження коротких замикань в інверторі, за допомогою якої виконані приклади розрахунку зазначених режимів.

Simulation model of asynchronous drive with AIV-PDM for inverter's short circuit research was elaborated. With the help of this simulation model the examples of the mentioned conditions were realized.

УДК 621.313

Н. Л. Антонов

Улучшение коэффициента мощности асинхронного электропривода с упрощенным ДНПЧ-ШИМ

Предложены электрическая схема, методика расчета и пример расчета параметров сетевого пассивного фильтра для асинхронного электропривода с упрощенным двухзвенным НПЧ-ШИМ. Для данного электропривода исследованы в зависимости от скорости и нагрузки изменения входного коэффициента мощности, коэффициентов гармоник, сдвига и искажения сетевого тока, а также гармонический состав сетевого тока при релейном частотно-токовом управлении.

Последние годы характеризуются появлением за рубежом и в Украине новых статических преобразователей частоты (СПЧ), предназначенных для создания

частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (ЭП). Среди них наиболее перспективным видом СПЧ, безусловно, является упрощенный вариант двухзвен-

ного непосредственного преобразователя частоты (ДНПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), выполненный на двенадцати полностью управляемых силовых ключах с двухсторонней проводимостью (например, на основе полупроводниковых приборов IGBT, MOSFET, GTO или IGCT, шунтированных обратными диодами). Схема данного ДНПЧ-ШИМ показана на рис. 1 и содержит в своем составе: активный выпрямитель АВ и автономный инвертор напряжения АИН [1].

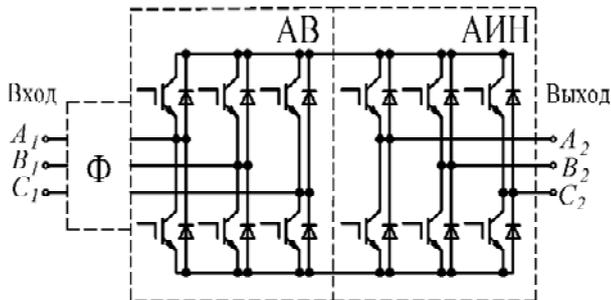


Рис. 1. Электрическая схема упрощенного ДНПЧ-ШИМ с пассивным фильтром Ф

Наряду со своими улучшенными технико-экономическими показателями (уменьшенные масса, габариты и стоимость), способностью осуществлять двусторонний обмен энергией с питающей сетью, высоким значением коэффициента полезного действия, реализуемыми в асинхронных ЭП повышенными динамическими свойствами привода и широким диапазоном регулирования скорости [1], упрощенному ДНПЧ-ШИМ присуще низкое собственное значение входного коэффициента мощности. В частности, в рабочем диапазоне изменения скоростей и нагрузок привода оно может находиться в диапазоне от 0,2 до (0,92–0,95) [2]. Отмеченные пониженные значения входного коэффициента мощности упрощенного ДНПЧ-ШИМ обусловлены, главным образом, значительным искажением от синусоидальной формы потребляемых преобразователем из сети токов.

Повышение входного коэффициента мощности асинхронного электропривода с рассмотренным ДНПЧ-ШИМ является актуальной и востребованной практикой задачей, поскольку от ее успешного решения во многом зависят дальнейшие перспективы внедрения указанного нового вида электропривода. При этом представляет большой практический интерес улучшение входного коэффициента мощности данного ЭП посредством установки и правильного выбора параметров сетевых пассивных фильтров, как наиболее дешевых и надежных в эксплуатации.

Несмотря на многообразие существующих работ по расчету и исследованию пассивных фильтров (например [3, 4]), в них отсутствует рассмотрение вопросов улучшения формы сетевого тока или повышения коэффициента мощности применительно к интересующему асинхронному ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ. Сложность решения упомянутых выше задач в асинхронном ЭП с ДНПЧ-ШИМ усугубляется еще в большей степени, когда при регулировании используются релейные алгоритмы [1, 5], применяемые при осуществле-

нии быстродействующего регулирования. При отмеченном релейном регулировании гармонический состав сетевых токов ЭП с АИН-ШИМ не остается неизменным, а варьируется при изменении скорости и нагрузки электропривода.

В работе [6] была предпринята фактически единственная попытка рассчитать, базируясь на применении широкого набора пассивных фильтров: 2-ой, 3-ей, 5-ой, 7-ой и 11-ой гармоник, – параметры пассивного сглаживающего фильтра для асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ. Было показано, что применением указанного набора пассивных фильтров удастся поддерживать значение входного коэффициента мощности рассматриваемого ЭП на уровне не менее 0,95 (в рабочем диапазоне изменения скоростей и нагрузок привода). Однако, в связи с использованием большого количества пассивных фильтров (особенно, рассчитанных на низкие значения гармоник) реализация данных фильтров отличается громоздкостью, что препятствует их практическому применению для электропривода.

Статья посвящена выбору рациональных схем сетевых пассивных сглаживающих фильтров, предназначенных для улучшения (повышения) входного коэффициента мощности асинхронных ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ (в том числе – с реализуемым в них релейным автоматическим регулированием статорного тока), а также расчету параметров данных фильтров и исследованию достигаемого с помощью них значения входного коэффициента мощности указанных ЭП.

Как известно из [2], потребляемый ток асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ значительно отличается по форме от синусоидального. С учетом последнего, при питании от сетевого напряжения синусоидальной формы входной коэффициент мощности асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ может быть рассчитан из соотношения [7]:

$$K_M = v \cos \varphi_1, \quad (1)$$

где $\cos \varphi_1$ – коэффициент сдвига между первыми гармоническими составляющими сетевых фазных напряжений и токов; v – коэффициент искажения сетевого тока. Последний коэффициент находится через действующее значение первой гармонической составляющей $I_{1д}$ и действующее значение полного сетевого фазного тока $I_{Ад}$ из соотношения [7, 8]:

$$v = I_{1д} / I_{Ад}. \quad (2)$$

Последующие исследования проводились с помощью разработанной в [9] имитационной модели асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ, в которой использовалось релейное частотно-токовое управление (в ортогональных токовых «коридорах») [5]. На первом этапе исследований оценивалась эффективность повышения входного коэффициента мощности рассматриваемого ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ посредством применения различных известных схем пассивных фильтров [8]: емкостного, «Г»-образного и «П»-образного фильтров, последовательных и параллельных резонансных LC-фильтров, многозвенных фильтров. В результате данных исследований установлено:

1) при варьировании скорости и нагрузки двигателя собственный коэффициент сдвига ($\cos \varphi_{\text{ПЧ}}$) трехфазного упрощенного ДНПЧ-ШИМ, контролируемый непосредственно на его входе (т.е. косинус угла между первыми гармоническими составляющими входных фазных напряжений и токов этого преобразователя частоты), остается неизменно примерно равным единице:

$$\cos \varphi_{\text{ПЧ}} \approx 1; \quad (3)$$

2) с учетом последнего и исходя из (1), низкое собственное значение входного коэффициента мощности упрощенного ДНПЧ-ШИМ вызвано соответствующим низким значением коэффициента ν искажения формы входного тока этого преобразователя (из-за существенного отличия формы его фазных токов от синусоидальной);

3) путем применения упомянутых различных пассивных фильтров, устанавливаемых на входе упрощенного ДНПЧ-ШИМ, существует возможность повысить значение входного коэффициента мощности асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ;

4) наиболее эффективной схемой пассивного фильтра, обеспечивающей при относительной своей простоте наиболее высокие значения входного коэффициента мощности асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ в широком диапазоне изменения скоростей и нагрузок, оказалась комбинация из следующих схем пассивных фильтров (показанная на рис. 2): «Г»-образного LC-фильтра; резонансных последовательных L_5C_5 и L_7C_7 фильтров высших (соответственно для 5-ой и 7-ой гармоник); корректирующей индуктивности L_1 .

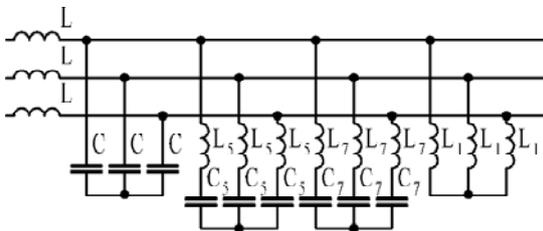
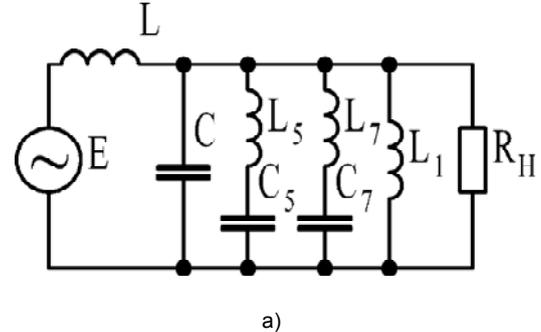


Рис. 2. Электрическая схема пассивного фильтра Ф

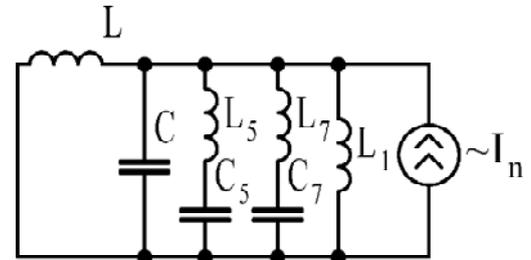
На **втором этапе** проведен расчет параметров вышеупомянутой рациональной (наиболее эффективной) схемы пассивного сетевого фильтра Ф, приведенной на рис. 2. При расчете использовались эквивалентные расчетные схемы данного фильтра, показанные на рис.

3: а – для основной гармоники (с угловой частотой ω_1 питающей сети) потребляемого тока; б – для произвольной n -ой высшей ($n > 1$) гармоники в составе потребляемого из сети тока. В указанных схемах на рис. 2 и рис. 3 использовались следующие обозначения: E – ЭДС вторичной обмотки силового трансформатора; L и C – индуктивность и емкость Г-образного фильтра (причем, в состав индуктивности L входит, кроме собственной индуктивности фильтра, также индуктивность рассеяния силового трансформатора; активными сопротивлениями обмоток силового трансформатора, реактора L и подсоединяющих проводов пренеб-

регаем – в силу их малости); R_H – эквивалентное входное сопротивление ДНПЧ-ШИМ по первой гармонике (которое, с учетом (3) для рассматриваемой схемы ДНПЧ-ШИМ на рис. 1, имеет, как показали исследования, чисто активный характер); L_5 и C_5 , L_7 и C_7 – индуктивности и емкости реакторов и конденсаторов резонансных фильтров 5-ой и 7-ой гармоник соответственно; L_1 – индуктивность, служащая для коррекции коэффициента мощности по основной гармонике; I_n – источник тока высшей (n -ой) гармоники.



а)



б)

Рис. 3. Эквивалентные расчетные схемы пассивного фильтра Ф: а – для основной гармоники; б – для высших гармоник сетевого напряжения.

Рассмотрим требования, предъявляемые к фильтру Ф на рис. 2. Во-первых, важным требованием служит обеспечение фильтром Ф в номинальном режиме работы асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ значения сетевого коэффициента сдвига по первой гармонике, равного единице:

$$\cos \varphi_1 = 1, \quad (4)$$

что осуществляется (согласно схеме на рис. 3, а) выполнением условия:

$$\text{Im} [j\omega_1 L + j\omega_1 L_1 // (-j\omega_1 C)^{-1} // // j\omega_1 L_5 - (j\omega_1 C_5)^{-1} // j\omega_1 L_7 - (j\omega_1 C_7)^{-1}] = 0, \quad (5)$$

где знаком «//» – условно показана математическая операция вычисления результирующего сопротивления при параллельном соединении элементов схемы; Im – математическая операция выделения мнимой части от комплексного числа.

Во-вторых, для эффективного подавления высших гармонических составляющих в составе сетевого тока необходимо (согласно схеме на рис. 3, б) поддерживать условие:

$$\frac{1}{\omega_n C} \ll \omega_n L, \quad (6)$$

где ω_n – угловая частота n -ой высшей гармоники тока.

Принимая во внимание существование в асинхронных ЭП с ДНПЧ-ШИМ собственной частоты f_n модуляции (переключения) силовых ключей (вызывающей создание с той же частотой высшей гармонической составляющей во входном токе ДНПЧ-ШИМ), достаточно на практике условие (6) выполнить применительно лишь к модуляционной угловой частоте ω_n и в следующих пределах:

$$\frac{1}{\omega_n C} \leq 0,1\omega_n L \quad (7)$$

где $\omega_n = 2\pi f_n$.

В-третьих, внутренняя резонансная частота ω_0 колебательного LC-контура в схеме на рис. 3, б должна быть больше частоты основной гармоники ω_1 [8]:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} > \omega_1. \quad (8)$$

В-четвертых, в номинальном рабочем режиме асинхронного ЭП падение напряжения на индуктивности L фильтра должно быть относительно небольшим (чтобы установка фильтра Φ не вызвала заметного снижения выходного напряжения преобразователя частоты):

$$\omega_1 L I_{1n} \leq (0,05 - 0,1) U_{\text{фн}}, \quad (9)$$

где I_{1n} – действующее значение основной гармоники входного тока ДНПЧ-ШИМ в номинальном режиме работы ЭП; $U_{\text{фн}}$ – номинальное действующее значение фазного сетевого напряжения (или напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора).

В-пятых, поскольку при функционировании LC-контуров возникает резонанс протекающих в них токов, то для ограничения значений резонансных токов (которые могут потребляться из питающей сети), а также с целью демпфирования переходных колебательных процессов в этих фильтрах [10] необходимо установить в указанные резонансные контуры по активному сопротивлению R_{Ln} . Данное сопротивление, в свою очередь, должно иметь определенное (оптимальное) значение, равное индуктивному сопротивлению соответствующего резонансного контура при протекании тока основной гармоники [10]:

$$R_{Ln} = \omega_1 L_n. \quad (10)$$

В-шестых, резонансные фильтры, настроенные на 5-ую и 7-ую гармоники, должны выбираться из соотношения:

$$\frac{1}{\omega_n C_n} = \omega_n L_n. \quad (11)$$

где L_n и C_n – индуктивность и емкость резонансных фильтров для n -ой гармоники тока.

Как показали последующие исследования, параметры индуктивности L и емкости C фильтра Φ в схеме на рис. 2, удовлетворяющие соотношениям: (5), (7)–(11), – обеспечивают эффективную фильтрацию высших гармонических составляющих сетевого тока асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ и получение в номинальном режиме работы указанного электропривода значения входного коэффициента мощности, близкого к единице. Математическое решение упомянутых соотношений: (5), (7)–(11), – представляет собой, по существу, разработанную автором методику расчета параметров сетевого пассивного фильтра для асинхронных ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ.

В качестве иллюстрации данной методики выполнен расчет сетевого фильтра для упрощенного ДНПЧ-ШИМ, питающего асинхронный двигатель 4A132S6Y3 мощностью 5,5 кВт (с номинальными действующими значениями фазного напряжения $U_{\text{фн}} = 220\text{В}$ и тока

$I_{\text{фн}} = 10,2\text{А}$, электромагнитного момента $M_n = 49,2\text{Н}\cdot\text{м}$).

В номинальном режиме для ДНПЧ-ШИМ частота переключения силовых ключей составляла $f_n = 9,1\text{ кГц}$, а эквивалентное сопротивление нагрузки преобразователя равнялось значению: $R_n = U_{\text{фн}} / I_{1n} = 21,57\text{ Ом}$.

В соответствии с уравнением (9) определим значение индуктивности L входного фильтра, которое принимается равным 5 мГн. Для успешной фильтрации высокочастотной составляющей в сетевом токе и предотвращения резонанса тока в LC-контуре определяется из соотношений (7) и (8) необходимое значение емкости C сетевого «Г»-образного фильтра, которое принимается равным 100 мкФ. Задавшись (с позиции унификации) одинаковым значением индуктивностей резонансных фильтров: $L_5 = L_7 = 10\text{ мГн}$, из соотношения (11) вычисляются необходимые значения емкостей конденсаторов для данных резонансных фильтров: $C_5 = 40,57\text{ мкФ}$; $C_7 = 20,7\text{ мкФ}$. Подставив рассчитанные выше параметры фильтра Φ в уравнение (5) и решив его относительно индуктивности L_1 , найдем численное значение этой индуктивности, равное $L_1 = 62\text{ мГн}$. Посредством данной индуктивности L_1 , согласно (4), в номинальном режиме устанавливается входной коэффициент сдвига асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ по первой гармонике равным единице.

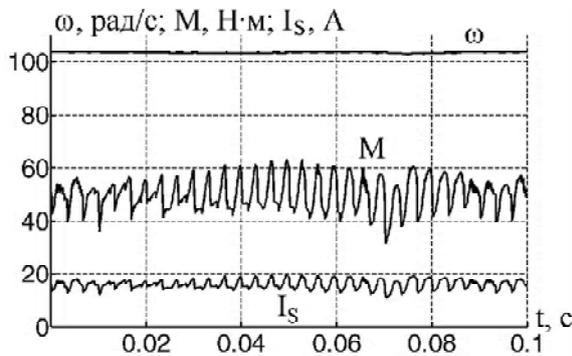
На **третьем этапе** посредством разработанной модели сетевого фильтра, рассчитываемой совместно с известной моделью асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ [9], осуществлены примеры расчета стационарных электромагнитных процессов и гармонического состава сетевого тока в рассматриваемом электроприводе для электродвигателя 4A132S6Y3 (мощностью 5,5 кВт). В цифровой модели сетевой фильтр реализован с помощью набора последовательных RLC-цепей, существующих в пакете программ MatLAB.

Результаты данных расчетов, выполненные для номинального значения момента нагрузки M_n , а также для номинального ω_n или равного половине от

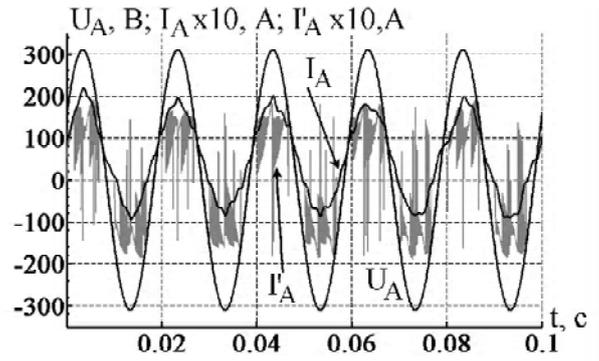
номинального $0,5\omega_H$ значения скорости двигателя, приведены на диаграммах на рис. 4 и рис. 5. На данных диаграммах используются следующие обозначения: ω – частота вращения (скорость) ротора, M – электромагнитный момент; I_S – модуль обобщенного вектора статорного тока двигателя; I_A и U_A – сетевые фазные ток и напряжение; I'_A – входной фазный ток преобразователя; I_{A5} и I_{A7} – фазные токи резонансных фильтров 5-ой и 7-ой гармоник соответственно; I_{CA} – фазный ток, протекающий через конденсатор С «Г»-образного фильтра; I_{A1} – ток протекающий через индуктивность L_1 (осуществляющую коррекцию коэффициента сдвига по первой гармонике); $I_{m(n)}/I_{m(1)}$ – отношение амплитуд n -ой гармонической составляющей фазного сетевого тока I_A к значению амплитуды ее первой гармоники (при этом $I_{m(n)}$ и $I_{m(1)}$ получены с помощью стандартной функции *fft* пакета программ MatLAB, использующей метод разложения кривых в ряд Фурье).

При применяемом релейном алгоритме управления значение частоты f_n переключения силовых ключей АИН устанавливается автоматически в зависимости от величины токовых «коридоров» (причем, при изменении скорости и момента нагрузки указанное значение f_n модуляционной частоты не постоянно) [2, 5]. Из-за изменения модуляционной частоты f_n , в свою очередь, изменяется форма входных токов ДНПЧ-ШИМ. Для учета изменения формы сетевого тока, вызванного указанным влиянием модуляционной частоты и варьированием взаимного фазового сдвига текущих значений сетевого фазного напряжения и выходного фазного напряжения ДНПЧ-ШИМ, электромагнитные процессы (а-г) и гармонический состав сетевых токов (д) электропривода на упомянутых диаграммах на рис. 4 и рис. 5 рассчитаны на интервале времени T , равном пяти периодам сетевого напряжения.

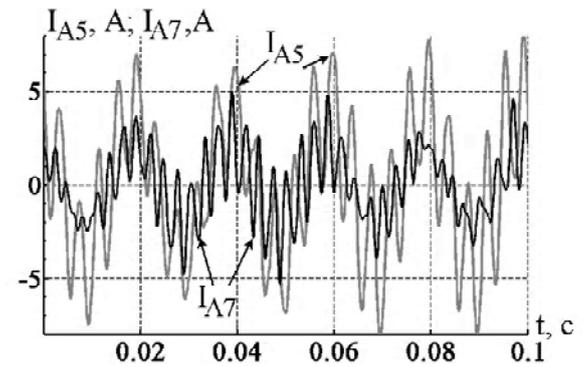
Для оценки эффективности работы предложенной схемы пассивного фильтра Ф проведено вычисление действующего значения I_{Ad} фазного сетевого тока при изменении выходной скорости ω/ω_H и электромагнитного момента M/M_H двигателя, что показано на графиках на рис. 6. Указанные графики свидетельствуют о



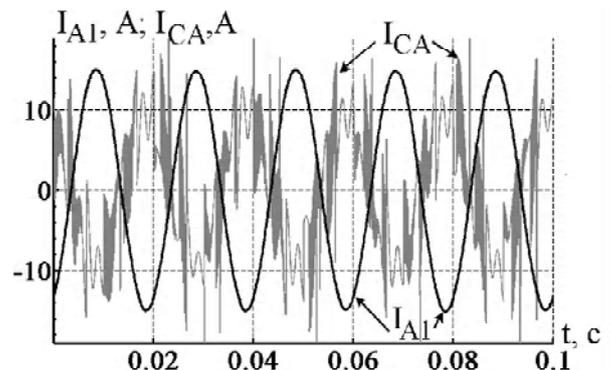
а)



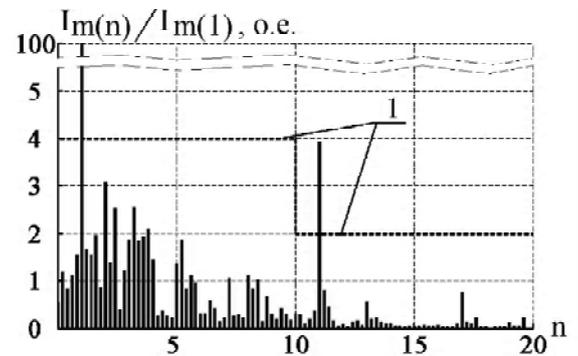
б)



в)



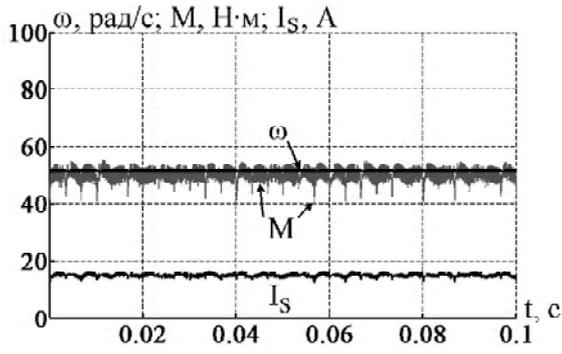
г)



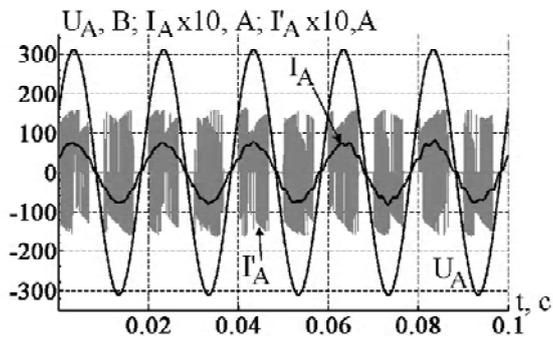
д)

Рис. 4. Электромагнитные процессы (а-г) и гармонический состав сетевого тока (д) асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ и пассивным фильтром Ф при $\omega = \omega_H$ и

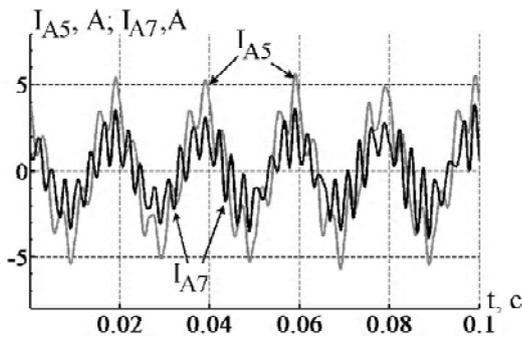
$$M = M_H$$



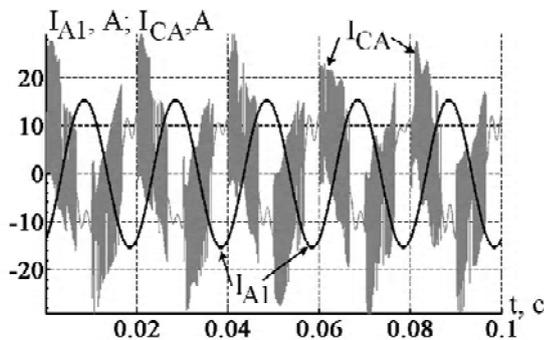
а)



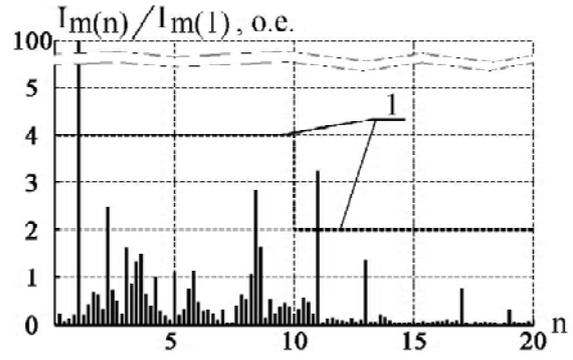
б)



в)

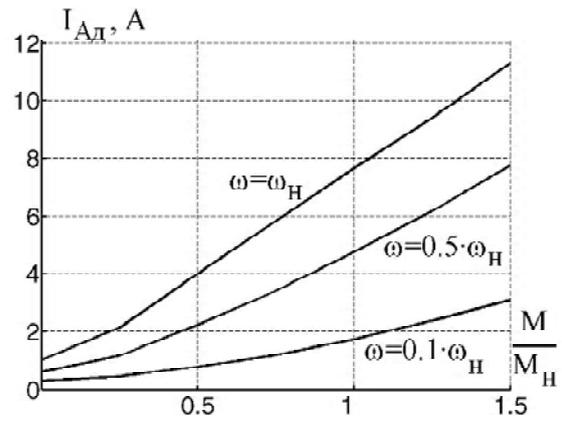


г)

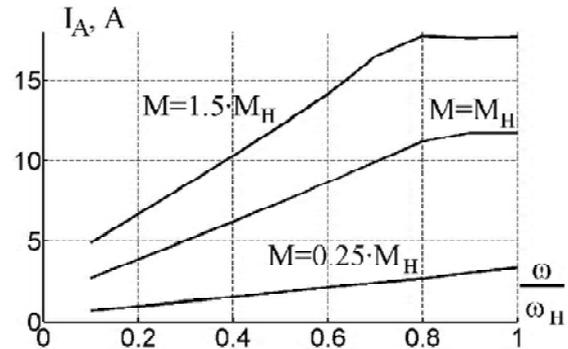


д)

Рис. 5. Электромагнитные процессы (а-г) и гармонический состав сетевого тока (д) асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ и пассивным фильтром Ф при $\omega = 0.5\omega_H$ и $M = M_H$



а)



б)

Рис. 6. Изменение действующего значения сетевого фазного тока электропривода: а – от электромагнитного момента; б – от скорости двигателя

потреблению фильтром Ф из питающей сети тока, значение которого примерно прямо пропорционально развиваемой мощности на валу двигателя (как и в асинхронном ЭП с автономным инвертором напряжения с ШИМ [2]).

На **четвертом этапе** выполнен анализ ряда энергетических показателей асинхронного ЭП с упрощен-

ным ДНПЧ-ШИМ после установки в нем сетевого фильтра Ф (со схемой на рис. 2) и с ранее вычисленными для него параметрами. При этом проведен расчет значений следующих энергетических показателей: сетевого коэффициента сдвига и мощности электроприво-

да, коэффициента искажения сетевого тока и коэффициента гармоник сетевого тока электропривода.

Коэффициент искажения γ сетевого тока рассчитан из (2), а результаты этих расчетов (при которых ограничивались диапазоном гармоник $n \leq 40$) приведены в табл. 1.

Таблица 1. Коэффициент искажения γ сетевого тока (в процентах)

$\frac{M}{M_H}$	$\frac{\omega}{\omega_H}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
	0		95,91	97,28	97,69	97,26	97,41	95,23	92,54	89,85	95,42
0,25		98,79	98,54	98,48	98,17	99,43	98,23	97,70	97,21	98,62	98,50
0,5		98,58	99,60	99,40	99,54	99,67	99,34	99,35	98,62	98,84	99,83
0,75		99,55	99,73	99,66	99,70	99,76	99,60	99,63	99,30	99,40	99,71
1		99,67	99,81	99,82	99,82	99,70	99,85	99,72	99,00	99,50	99,47
1,25		99,63	99,75	99,70	99,83	99,86	99,70	98,15	97,20	98,72	98,81
1,5		99,66	99,84	99,81	99,85	99,80	99,70	96,14	98,59	98,43	98,45

Расчет текущего значения модуля обобщенного вектора сетевых токов ЭП осуществим из зависимости [2]:

$$I = \left[\frac{2}{3} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) \right]^{1/2}, \quad (12)$$

где I_A, I_B, I_C – текущие фазные значения сетевых токов (потребляемым фильтром Ф на рис. 1).

Для стационарных режимов, соответствующих диапазонам частот 4 и 5, обобщенный вектор I и среднее I_1 значения модуля обобщенного вектора сетевых токов электропривода, которые показаны на рис. 7.

Для вычисления коэффициента сдвига $\cos \varphi_1$ между первыми гармониками сетевых тока и напряжения предварительно определим гармонические функции от аргумента Θ_U обобщенного вектора сетевого напряжения из зависимостей [2]:

$$\left. \begin{aligned} \cos \Theta_U &= U_A / \left[U_A^2 + (U_B - U_C)^2 / 3 \right]^{1/2}, \\ \sin \Theta_U &= (U_B - U_C) / \sqrt{3} \left[U_A^2 + (U_B - U_C)^2 / 3 \right]^{1/2}. \end{aligned} \right\} (13)$$

где U_A, U_B, U_C – текущие фазные значения сетевого напряжения питающей сети.

С учетом последнего определим активную I_u и реактивную I_v , составляющие обобщенного вектора сетевого тока ЭП из соотношений [2]:

$$\left. \begin{aligned} I_\alpha &= I_A \quad \text{и} \quad I_\beta = \frac{I_B - I_C}{\sqrt{3}}, \\ I_u &= I_\alpha \cos \Theta_U + I_\beta \sin \Theta_U, \\ I_v &= I_\beta \cos \Theta_U - I_\alpha \sin \Theta_U \end{aligned} \right\} (14)$$

где I_α, I_β – проекции обобщенного вектора сетевого тока на оси неподвижной ортогональной координатной системы «a-b».

Проекции обобщенного вектора основной (первой) гармоники сетевого тока электропривода рассчитаем из зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} I_{1u} &= \frac{1}{T} \int_0^T I_u dt, \\ I_{1v} &= \frac{1}{T} \int_0^T I_v dt \end{aligned} \right\} (15)$$

Сетевой коэффициент сдвига электропривода вычислим из соотношения:

$$\cos \varphi_1 = I_{1u} / I_1, \quad (16)$$

где амплитуда I_1 первой гармоники потребляемого сетевого тока определяется из зависимости:

$$I_1 = \sqrt{I_{1u}^2 + I_{1v}^2}, \quad (17)$$

Результаты расчетов согласно соотношению (16) приведены в табл. 2.

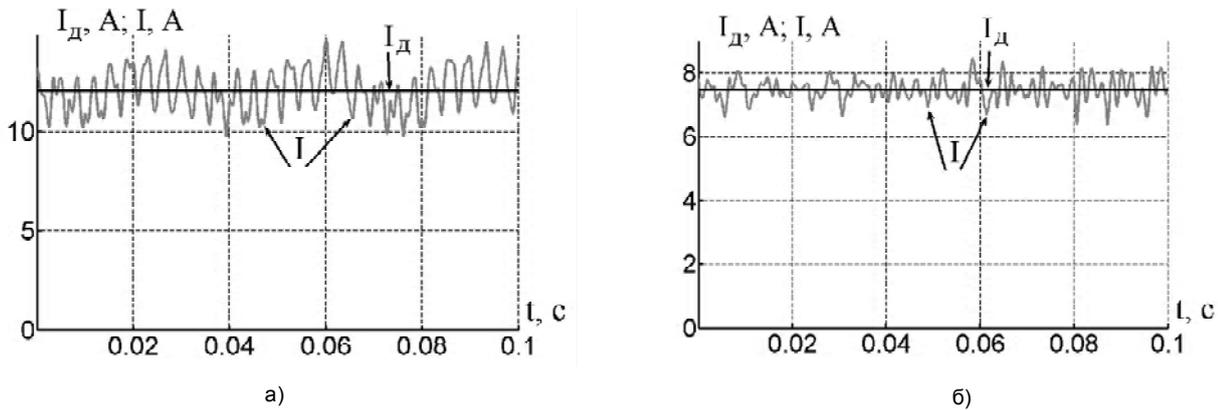


Рис. 7. Временные диаграммы текущего значения модуля I обобщенного вектора сетевого тока ЭП и его среднее значение I_d :
 а – при $\omega = \omega_n$ и $M = M_n$; б – при $\omega = 0,5\omega_n$ и $M = M_n$

Таблица 2. Значения сетевого коэффициента сдвига $\cos\varphi_1$

$\frac{\omega}{\omega_n}$ \ $\frac{M}{M_n}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0	0,9992	1,0000	1,0000	0,9993	1,000	1,0000	0,9993	1,0000	0,9901	0,9831
0,25	0,9992	0,9994	0,9987	0,9993	0,9995	0,9999	1,0000	1,0000	0,9999	0,9917
0,5	0,9999	1,0000	1,0000	0,9997	0,9999	0,9999	0,9999	1,0000	0,9994	0,9945
0,75	1,0000	0,9997	0,9999	0,9999	1,0000	0,9999	1,0000	1,0000	0,9986	0,9972
1	0,9998	0,9997	0,9998	1,0000	0,9998	0,9999	0,9999	0,9998	0,9988	0,9991
1,25	0,9999	1,0000	0,9996	0,9998	0,9999	0,9999	0,9995	0,9993	0,9992	0,999
1,5	0,9999	0,9998	0,9999	0,9998	0,9999	0,9999	0,9991	0,9983	0,9982	0,9982

Коэффициент гармоник для сетевого тока электропривода находим из соотношения:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_d^2 - I_1^2}}{I_1} \cdot 100\%, \quad (18)$$

где действующее значение I_d модуля обобщенного вектора потребляемого сетевого тока находится из зависимости [2]:

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2 dt}. \quad (19)$$

Результаты расчетов согласно формуле (18) показаны в табл. 3. Предложенное соотношение (18) для расчета коэффициента гармоник похоже по своему виду на соответствующее соотношение из [7], но при этом базируется не на результатах разложения в гармонический ряд фазных сетевых токов, а – на использовании действующего и среднего значений модуля

обобщенного вектора сетевых токов. Это позволяет повысить точность расчета коэффициента гармоник K_{Γ} (которая явно выше, чем при расчетах с использованием разложения фазного тока на гармонические составляющие и пренебрежении составляющими разложения с высокими номерами гармоник).

Сетевой коэффициент мощности электропривода вычислим из соотношения [2]:

$$K_M = I_{1u} \cdot 100\% / I_d. \quad (20)$$

Результаты расчетов согласно соотношению (20) показаны в табл. 4.

Выводы.

1. Установлено, что посредством применения предложенной схемы пассивного сетевого фильтра и определенного выбора его параметров возможно поддерживать неизменно высоким (в пределах 0,97–0,99 и более) значение входного коэффициента мощности асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ в рабочих диапазонах регулирования скорости и момента нагрузки.

Таблица 3. Коэффициент гармоник сетевого тока (в процентах)

$\frac{M}{M_n}$ \ $\frac{\omega}{\omega_n}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0	19,91	15,76	15,71	13,04	13,8	18,37	27,84	37,22	24,2	19,46
0,25	10,26	11,39	13,32	13,02	5,23	11,64	15,32	19,59	13,98	13,55
0,5	10,65	6,1	8,22	6,4	3,93	7,66	7,92	14,78	11,44	4,69
0,75	7,09	4,77	6,16	4,87	3,88	6,34	6,42	9,68	9,33	5,88
1	5,68	3,87	4,04	2,89	5,4	3,49	5,23	12	8,67	8,98
1,25	6,3	4,72	5,6	3,58	3,05	5,69	10,42	19,68	15,24	14,6
1,5	5,44	3,32	3,68	3,39	4,08	5,59	21,97	14,78	15,88	15,45

Таблица 4. Значение сетевого коэффициента мощности (в процентах).

$\frac{M}{M_n}$ \ $\frac{\omega}{\omega_n}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0	95,83	97,28	97,69	97,19	97,41	95,23	92,48	89,85	94,48	94,93
0,25	98,71	98,48	98,35	98,1	99,38	98,22	97,7	97,21	98,61	97,68
0,5	98,57	99,6	99,4	99,51	99,66	99,33	99,34	98,62	98,78	99,28
0,75	99,55	99,7	99,65	99,69	99,76	99,59	99,63	99,3	99,26	99,43
1	99,65	99,78	99,8	99,82	99,68	99,84	99,71	98,98	99,38	99,38
1,25	99,62	99,75	99,66	99,81	99,85	99,69	98,1	97,13	98,64	98,71
1,5	99,65	99,82	99,8	99,83	99,79	99,69	96,05	98,42	98,25	98,27

2. Показано, что при релейном частотно-токовом управлении асинхронным ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ даже в конкретном стационарном режиме его работы спектральный состав гармоник сетевого тока различается для каждого из периодов сетевого напряжения. Поэтому предложено определять усредненные значения следующих энергетических показателей: сетевого коэффициента мощности, коэффициента искажения и коэффициента гармоник по сетевому току, – за несколько (например, 5-10) периодов сетевого напряжения.

3. Проведено сравнение с существующими стандартами, регламентирующими качество электроэнергии, результатов расчета гармонического состава сетевого тока асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ (полученных с применением предложенной схемы и выбранных параметров сетевого пассивного фильтра). Оно свидетельствует о следующем: во-первых, по гармоническому составу сетевой ток данного ЭП полностью соответствует отечественному стандарту ГОСТ 13109-97 [11]. Во-вторых, для приведения качества сетевого

тока асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ к международному стандарту IEEE 519-1992 [12] (требования которого показаны кривыми 1 на рис. 4, д и рис. 5, д) достаточно в составе пассивного фильтра Ф (со схемой на рис. 2) установить дополнительно резонансный фильтр 11-ой гармоники.

Перечень ссылок

1. Волков А. В., Антонов Н. Л. Высокодинамичный асинхронный электропривод с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты // Техн. електродинаміка: Тем. випуск. Проблеми сучасної електротехніки. – Київ. – 2006. – Ч. 4. – С 65–70.
2. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.
3. Rivas D., Moran L., Dixon J.W., Espinoza J.R. Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques // IEEE Transaction on Industrial Electronics. – 2003. – Volume 50, Issue 1. – P. 161–170.

4. Lin B.R., Lee Y.-C. Three-Phase Power Quality Compensator Under the Unbalanced Sources and Nonlinear Loads // IEEE Transaction on Industrial Electronics. – 2004. – Volume 51, Issue 5. – P. 1009–1017.
5. Волков А.В., Антонов Н.Л. Быстродействующее векторное регулирование статорного тока в асинхронных электроприводах с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты // Электромашинобудування та електрообладнання. – К.: Техніка. – 2004. – Вип. 62. – С. 21–24.
6. Волков А. В., Антонов Н. Л.. Расчет параметров сетевого фильтра двухзвенного непосредственного преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией // Электро-машинобудування та електрообладнання. – К.: Техніка. – 2006. – Вип. 66. – С. 269–270.
7. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – 664 с.
8. Чижено И. М., Руденко В.С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.
9. Волков А. В., Антонов Н. Л. Цифровая модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией, нагруженного на асинхронный двигатель // Електротехніка та електроенергетика. – 2003. – №2. – С. 67–71.
10. Blaabjerg F. Passive Filters — Potentialities and Limitations // IEEE Transaction on Industry Applications. – Volume 40, Issue 1. – P. 232–241.
11. ГОСТ 13109–97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Госстандарт, 1998. – 30 с.
12. Al-Zamil A. M., Torrey D. A. A Passive Series, Active shunt Filter for High Power Application // IEEE Transaction on Power Electronics. – 2001. – Volume 16, Issue 1. – P. 101–109.

Поступила в редакцию 18.05.07 г.

Запропоновано електричну схему, методику розрахунку й приклад розрахунку параметрів пасивного фільтра мережі для асинхронного електропривода зі спрощеним дволанковим БПЧ-ШІМ. Для даного електропривода досліджені, залежно від швидкості й навантаження, зміни вхідного коефіцієнта потужності, коефіцієнтів гармонік, зсуву й спотворення струму мережі, а також гармонійний склад струму мережі при релейному частотно-струмовому керуванні.

The electric scheme, design procedure and example of parameters calculation of the net passive filter for the asynchronous electric drive with simplified bi-directional frequency converter with PWM are offered. For the given electric drive the change of capacity entrance factor, factors of harmonics, shift and distortion of a source current and also harmonious structure of network current at relay frequency-current control that depend on speed and loading. are investigated.

УДК 621.3

В. В. Костюков, Л. Н. Канов

Численно-аналитическое моделирование переходных процессов в электротехнических системах

Предлагается метод, предназначенный для численно-аналитического моделирования переходных процессов в линейных электротехнических системах. Метод иллюстрируется примером моделирования переходного процесса двухфазного короткого замыкания в системе.

Моделирование переходных процессов занимает важное место при расчете режимов электротехнических систем. К настоящему времени сложилась стройная теория как аналитических, так и численных методов расчета переходных процессов в линейных системах [1,2]. Наиболее наглядным является классический метод, позволяющий получать аналитические выражения для каждой из переменных, описывающих режим системы. Однако, как отмечается, например, в [2], в сложных системах применение классического анализа затруднено излишней громоздкостью вычислений при определении постоянных интегрирования в выра-

жениях для переменных. В частности, для анализа системы n -го порядка требуется решать n систем линейных алгебраических уравнений для нахождения n^2 постоянных интегрирования и при этом вычислять начальные значения производных по переменным до $(n-1)$ -го порядка. Это обстоятельство сужает область применения классического анализа для исследования переходных режимов электротехнических систем [3, 4]. Преодоление указанных затруднений возможно численно-аналитическим решением линейных дифференциальных уравнений. Например, на кафедре «Элект-