

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ФИЛЬТРОМ НА ВЫХОДЕ ИНВЕРТОРА

*Черный А.П., д.т.н., проф., Полищук П.И., Воробейчик О.С., аспиранты
Кременчугский государственный политехнический университет имени Михаила Остроградского
39614, г. Кременчуг, ул. Первомайская, 20
E-mail: apch@polytech.poltava.ua*

В роботі розглянуто вплив електричного фільтру, включеного на виході інвертора, на динамічні характеристики частотно-регульованого електропривода. Показано можливість зниження впливу фільтру на динаміку асинхронного двигуна. Виконано кількісну оцінку додаткових втрат, перегріву обмоток й тривалості життя ізоляції двигуна частотно-регульованого електроприводу з фільтром на виході інвертора.

Ключові слова: електропривод, фільтр, динамічні характеристики.

Affecting of electric filter of the included on going out inverting dynamic descriptions of frequency-regulable electric drive is considered In work. A possibility of decline of the filter influencing on dynamics of asynchronous engine is shown. A quantitative estimation of additional losses, overheat of puttees and life-span isolation of engine of frequency-regulable electric drive with filter on going out inverting, is executed.

Key words: electric drive, filter, dynamic descriptions.

Введение. Значительную долю – более 70% в общем объеме эксплуатируемых электроприводов (ЭП) занимают ЭП переменного тока на базе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором [1]. В массе своей это нерегулируемые системы, которые из-за своей «неуправляемости» теряют ожидаемую привлекательность в направлении решения задачи эффективного использования подводимой электрической энергии. При этом создается дополнительный комплекс «динамических» проблем для электропривода как электромеханической системы, так и для питающей электропривод сети.

Анализ предыдущих исследований. В процессе разработки исследователи, с целью повышения уровня электромагнитной совместимости (ЭМС), ищут все более современные методы и способы построения алгоритмов управления преобразовательными устройствами, однако заключительная стадия фильтрации, генерируемых силовыми преобразователями (СП) высших гармоник тока и напряжения, возлагается на дополнительные фильтрующие устройства. Наиболее эффективным способом улучшения ЭМС, при использовании в электроприводах преобразователей частоты, является применение в качестве фильтрующих устройств электрических фильтров [2].

Известные и используемые в настоящее время схемотехнические решения электрических фильтров и других устройств улучшения ЭМС, к сожалению, не способны в требуемом объеме удовлетворять возросшие технико-экономические требования, предъявляемые к ним.

Однако при этом следует понимать, что постановка и решение задачи лишь в объеме улучшения форм кривых тока или напряжения отдельно на „входе“ или „выходе“ ЭП не может дать ожидаемый

результат. Требуется дополнительных исследований вопрос оценки возможного влияния на динамические характеристики ЭП включенного на выходе инвертора фильтра.

Если учесть, что стоимость, к примеру, комплекта электрических фильтров для высоковольтных ЭП соответствует более чем 35% цены всего преобразовательного контура СП, то помимо технической, очевидна и экономическая цена этой проблемы.

Цель исследований. Анализ динамических характеристик частотно-регулируемого ЭП с фильтром на выходе инвертора.

Материал и результаты исследований. Установка фильтра на выходе СП (рис. 1) неизбежно приведет к изменению таких показателей АД как пусковой и критический моменты $M_{п}$ и $M_{к}$, в силу наличия предвключенных индуктивностей и емкостей перед статором двигателя, что несомненно влияет на статические характеристики. Однако важной задачей является исследование и оценка эффективности работы параллельно-составного фильтра с точки зрения влияния на динамические характеристики частотно-регулируемого электропривода с АД и разработка законов управления, обеспечивающих заданные нагрузочные характеристики ЭП.

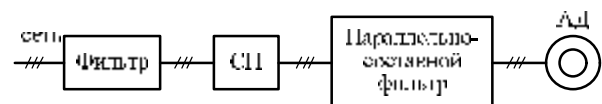


Рисунок 1 – Функциональная схема ЭП с АД

Силовой преобразователь представим в виде математической модели (1) ШИМ, основанной на формировании выборок с использованием синусоидального сигнала и частоты модуляции:

$$U_{\text{шим}} = U_k \left(1 - \left(\left[\omega_M t - [\omega_M t] \right] + 1 - e^{-j(k\omega t + \varphi_k)} \right) \right), \quad (1)$$

где $U_{\text{шим}}$ - напряжение, формируемое ШИМ; U_k , φ_k - амплитуда и фаза k -й гармоники по фазам А,В,С; ω_M - частота модуляции; [...] - вычисление целой части. Такое допущение позволяет считать питающую сеть как сеть неограниченной мощности и выполнить анализ влияния на электропривод исключительно включенного на выходе инвертора составного фильтра.

Математическая модель фильтра по последовательно-составной схеме (рис. 2) разработана на основе законов Кирхгофа и заключается в следующем.

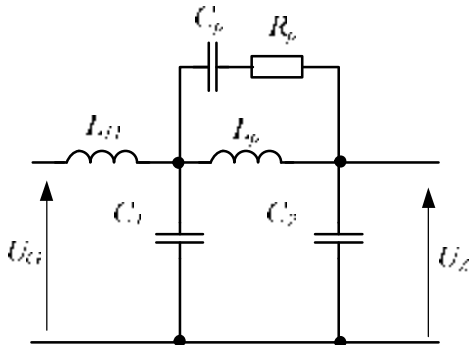


Рисунок 2 – Принципиальная схема фильтра

Система уравнений с учетом 1-го и 2-го законов Кирхгофа будет иметь вид (2):

$$\begin{cases} \frac{du_G}{dt} = L_1 \frac{d^2 i_{1p}}{dt^2} + \frac{1}{C_1} i_{1p}; \\ 0 = -\frac{1}{C_1} i_{1p} + \frac{1}{C_p} i_p + R_p \frac{di_p}{dt} + \frac{1}{C_2} i_2; \\ 0 = -\frac{1}{C_1} i_{1p} + L_p \frac{d^2 i_{2p}}{dt^2} + \frac{1}{C_2} i_2; \\ i_2 = i_p + i_{2p}; \\ \frac{du_Z}{dt} = \frac{1}{C_2} i_2. \end{cases} \quad (2)$$

Введя обозначения: $\frac{di_G}{dt} = i_G(t)$; $\frac{di_{2p}}{dt} = i_{2p}(t)$

система дифференциальных уравнений будет иметь вид (3):

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_G(t)}{dt} = \frac{du_G}{dt} - \frac{1}{C_1} i_{1p}; \\ \frac{di_G}{dt} = i_G(t); \\ R_p \frac{di_p}{dt} = \frac{1}{C_p} i_{1p} - i_p \left(\frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{C_2} i_{2p}; \\ L_p \frac{di_{2p}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{1p} - \frac{1}{C_2} (i_p + i_{2p}); \\ \frac{di_{2p}}{dt} = i_{2p}(t); \\ \frac{du_Z}{dt} = \frac{1}{C_2} (i_{2p} + i_p). \end{cases} \quad (3)$$

В качестве модели двигателя используется математическая модель АД (4) [4]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{u}} &= \mathbf{i}_1 R_1 + \frac{d\dot{\Psi}_1}{dt} \\ 0 &= \mathbf{i}_2 R_2 + \frac{d\dot{\Psi}_2}{dt} \\ M_e &= \frac{\partial W_e}{dt} \\ M_e - M_c &= \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В системе (4) приняты обозначения: $\dot{\mathbf{u}}$ - вектор мгновенных значений напряжений на клеммах фаз; $\dot{\Psi}_1$ - вектор потокосцеплений фаз статора; $\dot{\Psi}_2$ - вектор потокосцеплений фаз ротора; R_1 , R_2 - активные сопротивления обмоток фаз статора и ротора; W_e - электромагнитная энергия обмоток АД; M_e - электромагнитный момент АД; M_c - статический момент нагрузки; ω - угловая скорость вращения ротора; J - момент инерции электропривода, приведенный к валу двигателя; p - число пар полюсов.

Совместное решение систем (3) и (4) позволяет выполнить исследования динамических свойств системы «инвертор-фильтр» для оценки изменения формы питающего напряжения, его гармонического состава и т.п. Постановка вопроса таких исследований обусловлена тем, что реактивные элементы фильтра могут вносить различного рода запаздывания, которые необходимо компенсировать средствами системы управления преобразователем.

Передаточная функция фильтра может быть получена в виде:

$$W(s) = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0},$$

где коэффициенты числителя и знаменателя:

$$\begin{aligned} b_5 &= L_1 L_0 C_0 C_1^2 R_0, \\ b_4 &= 2L_1 C_1 L_0 C_0 + L_1 C_1^2 L_0, \\ a_3 &= L_0 C_0 R_0 C_1, & b_3 &= 2L_1 C_1 R_0 C_0 + L_0 C_0 R_0 C_1, \\ a_2 &= 2L_0 C_0 + L_0 C_1, & b_2 &= L_0 C_1 + 2L_1 C_1 + L_0 C_0, \\ a_1 &= 2C_0 R_0, & b_1 &= C_0 R_0, \\ a_0 &= 2, & b_0 &= 1. \end{aligned}$$

Для предложенного фильтра, с параметрами, приведенными в [5], числовые значения коэффициентов:

$$\begin{aligned} b_5 &= 1.28 \cdot 10^{-22}, \\ b_4 &= 3.84 \cdot 10^{-18}, \\ a_3 &= 8 \cdot 10^{-14}, & b_3 &= 2.4 \cdot 10^{-13}, \\ a_2 &= 2.4 \cdot 10^{-10}, & b_2 &= 5.2 \cdot 10^{-10}, \\ a_1 &= 1 \cdot 10^{-4}, & b_1 &= 5 \cdot 10^{-5}, \\ a_0 &= 2 & b_0 &= 1. \end{aligned}$$

Пренебрегая высокими, выше 2-го, порядками в

силу малости коэффициентов, получим:

$$W(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

Сохраняя второй порядок, получим уравнение переходной характеристики, с учетом

$$T_f = 2 \frac{b_2}{b_1}; \quad A = \sqrt{\frac{1}{b_2 D}}; \quad B = \sqrt{\frac{D}{b_2^2}}; \quad D = 4b_0 b_2 b_1^2, \quad \text{в}$$

виде:

$$h(t) = \frac{a_0}{b_0} + \left[A \sin\left(\frac{Bt}{2}\right) \left(2a_1 b_2 - a_2 b_1 - \frac{a_0 b_1 b_2}{b_0} \right) + \cos\left(\frac{Bt}{2}\right) \left(\frac{a_2}{b_2} - \frac{a_0}{b_0} \right) \right] e^{-\frac{t}{T_f}} \quad (5)$$

Наличие экспоненциальной составляющей неизменно приводит к затягиванию переходного процесса изменения напряжения в течение каждого импульса коммутации (рис. 3).

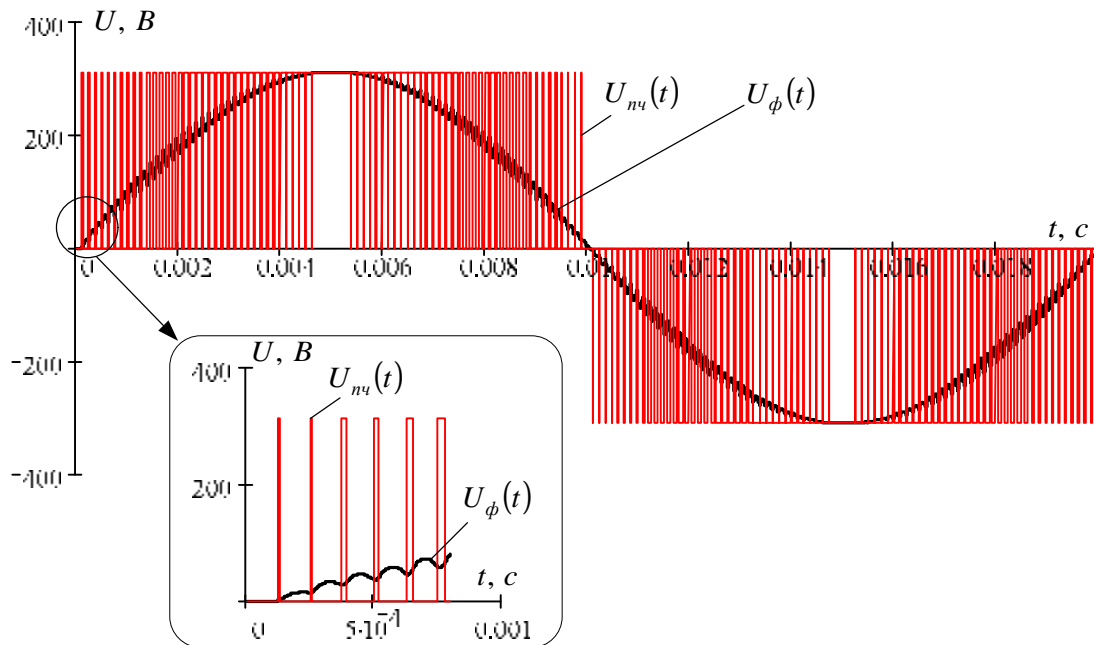


Рисунок 3 – Форма выходного напряжения на выходе преобразователя и составного фильтра

В случае $t_{и} < t_p$, где $t_{и}$, t_p - соответственно время максимального импульса напряжения при заданной частоте модуляции и время первого согласования, действующее напряжение после фильтра будет меньше чем действующее напряжение на двигателе без фильтра $U_{1\phi} < U_1$.

Рассмотрим влияние частоты модуляции на величину напряжения на выходе фильтра. Вид и характер переходной характеристики фильтра приведен на рис.4.

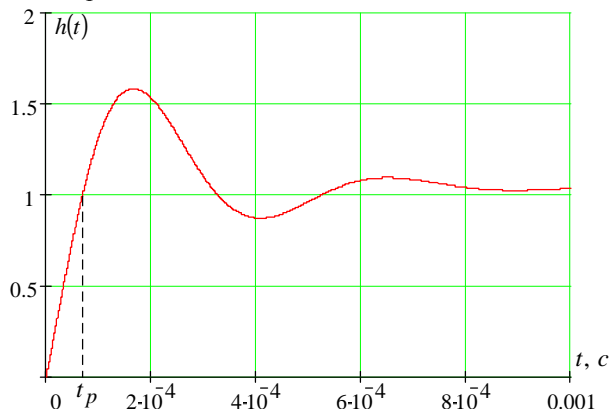


Рисунок 4 – Переходная характеристика составного фильтра при единичном ступенчатом воздействии

Максимальное время цикла при заданной частоте модуляции 8 кГц: $t_{и} = \frac{1}{8000} = 0,000125 \text{ с}$. Решая уравнение (5) при $h(t)=1$, получим $t_p = 0,000065 \text{ с}$.

Как видно из рис.4, $t_{и} < t_p$ в начале и конце полупериода напряжения. На рис. 5 показана зависимость действующего значения напряжения от частоты коммутации при приведенных параметрах составного фильтра.

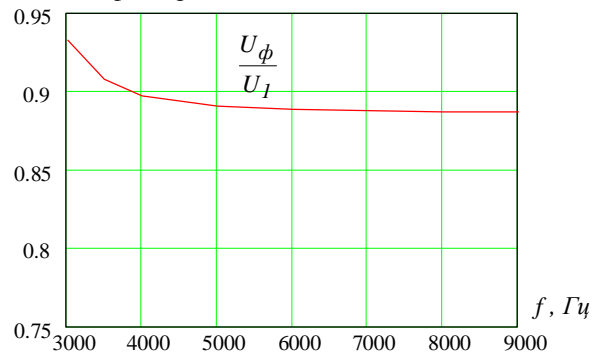


Рисунок 5 – Зависимость действующего значения напряжения на выходе фильтра от частоты коммутации

С учетом полученных результатов, выполним исследования динамических режимов частотно-регулируемого электропривода. Паспортные данные исследуемого АД приведены в табл. 1.

Результаты расчетов токов статора и электромагнитного момента АД при питании от преобразователя частоты без фильтра и с фильтром на выходе инвертора приведены на рис. 6-7.

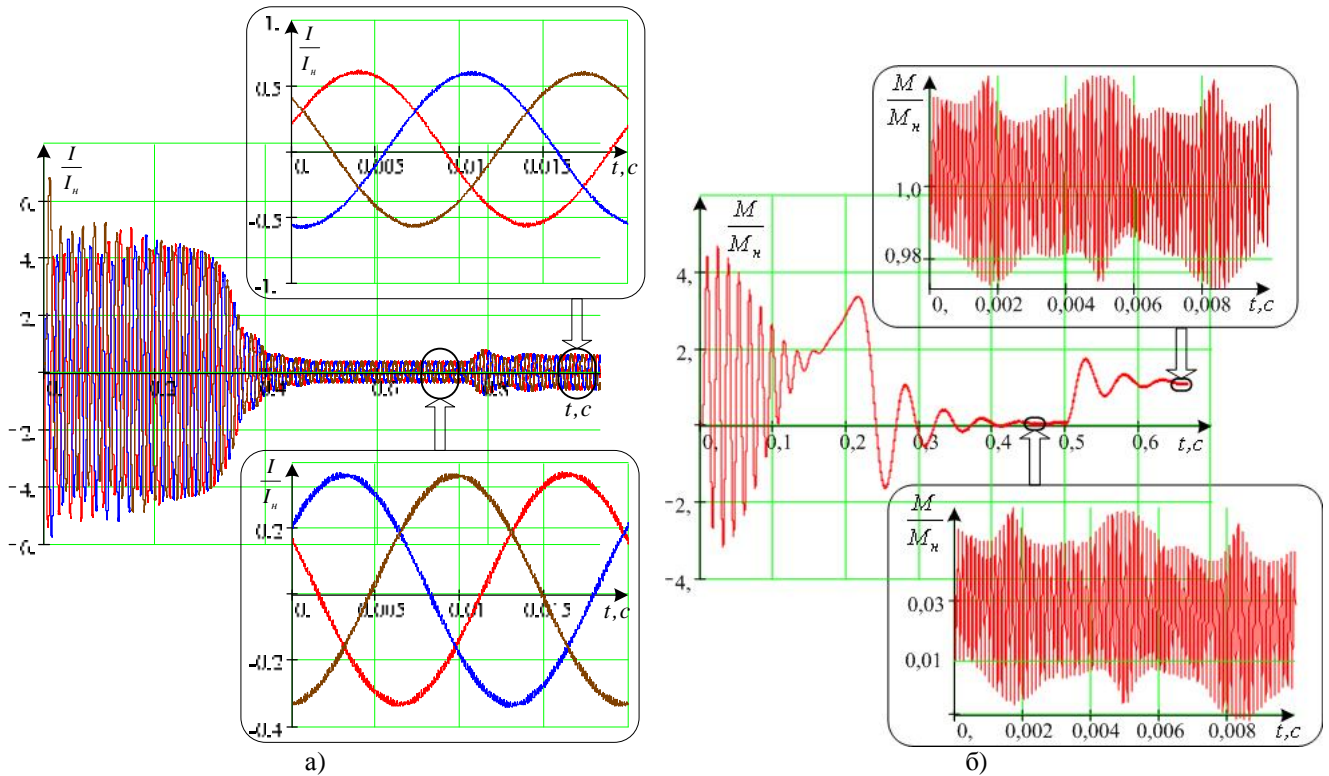


Рисунок 6 – Диаграммы тока статора – а) и момента – б) при питании АД от преобразователя без фильтра

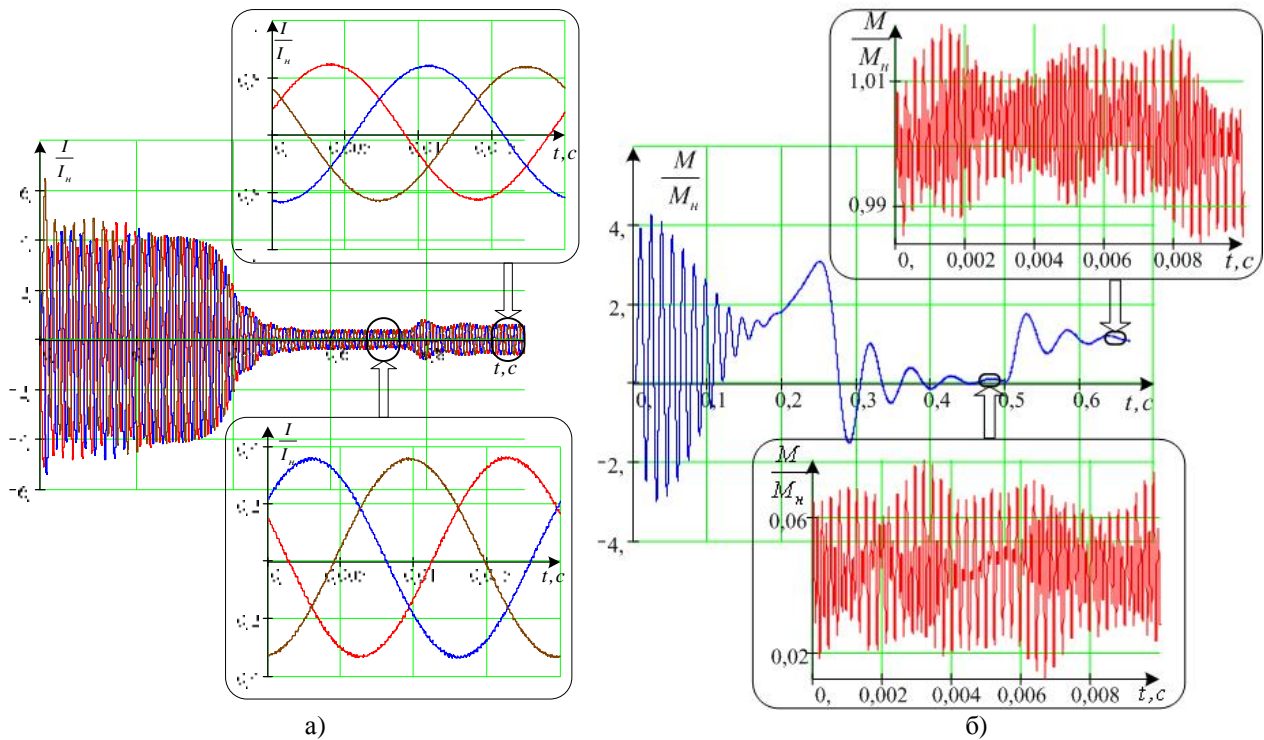


Рисунок 7 – Диаграммы тока статора – а) и момента – б) при питании АД от преобразователя с фильтром

Таблица 1 – Паспортные данные исследуемого АД

Параметр	Значение
Тип	М 54/2
Номинальная мощность, кВт	7
Максимальное напряжение, В	250
Максимальный ток, А	180
Число пар полюсов	2
Номинальное скольжение	0,12
Коэффициент мощности	0,89
Коэффициент полезного действия	0,91
Перегрузочная способность	2,5
Кратность пускового тока	6,5

Результаты моделирования показывают, что включение фильтра на выходе инвертора приводит к снижению пускового тока на 5% и максимального момента на 8% в результате падения напряжения на элементах фильтра (рис.8). Значения значащих гармоник фазного напряжения приведены в табл.2.

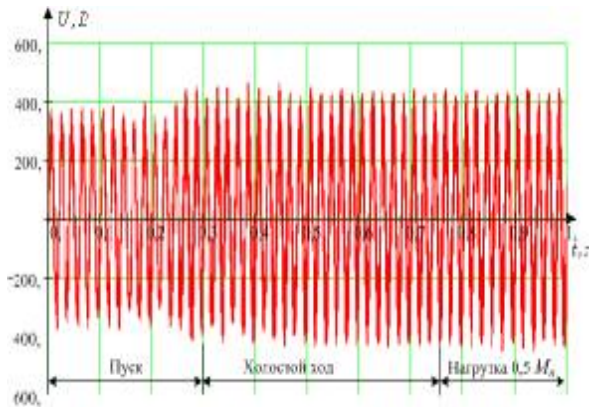


Рисунок 8 – Напряжение на зажимах статора после фильтра при пуске и набросе нагрузки на валу АД

Таблица 2 – Амплитуды значащих гармоник напряжения на зажимах АД после фильтра

Режим работы	Амплитуды гармоник, $(\frac{U_k}{U_1})$		
	k_1	k_{80}	k_{160}
Пуск двигателя	0,93	0,013	0,008
Холостой ход	0,989	0,035	0,008
Под нагрузкой	0,994	0,032	0,008

Особый интерес представляет исследование динамических режимов изменения угловой частоты вращения ротора при пуске двигателя и набросе нагрузки (рис. 9). Наличие постоянных времени фильтра и снижение напряжения приводит к затягиванию переходного процесса пуска АД. При этом, время первого согласования: при частоте 50 Гц: без фильтра составляет $t_{p50} = 0,3с$, с фильтром - $t_{pf50} = 0,55с$; при частоте 40 Гц: без фильтра - $t_{p40} = 0,5с$, с фильтром - $t_{pf40} = 0,75с$;

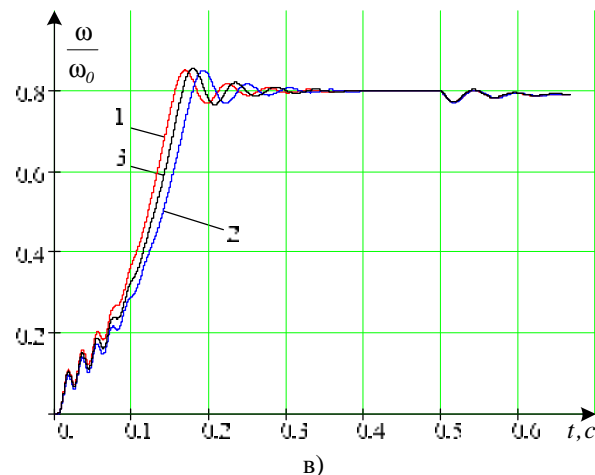
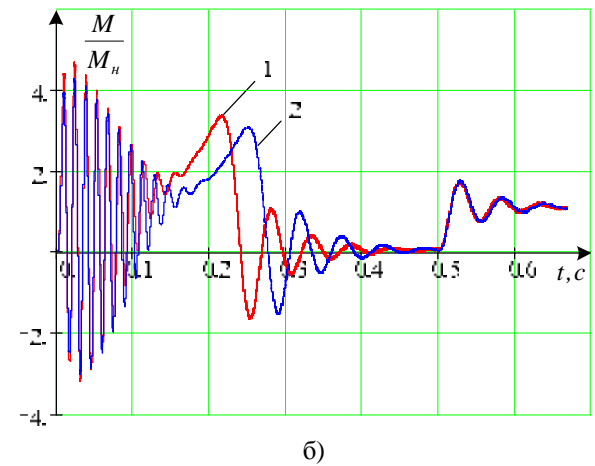
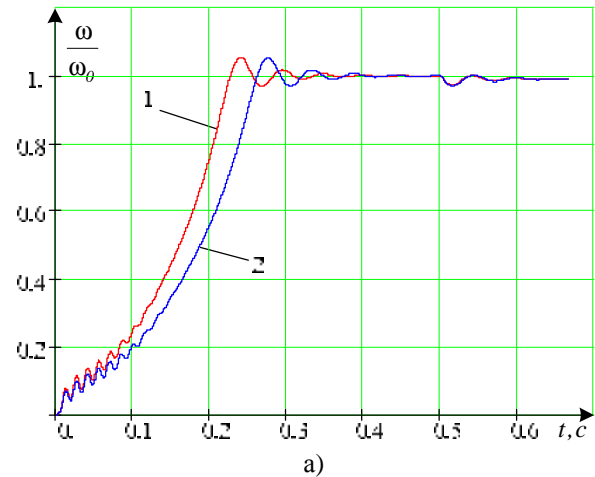
Снижение такого влияния фильтра на динамические характеристики АД может быть выполнено при использовании L-компенсации [5].

С учетом L-компенсации скалярный закон час-

тотного регулирования может быть записан как:

$$\frac{\left(U_1 \frac{1}{\gamma} \right)^2}{(f)^2} = \text{const}, \quad (6)$$

где $\gamma = k + \frac{f_{\text{ном}} - f_{\text{п}}}{f_{\text{ном}}}(1 - k)$; $L_{\Sigma} = L_k + L_{\Sigma\phi}$ - суммарная индуктивность фильтра и короткого замыкания двигателя; $L_{\Sigma\phi}$ - суммарная индуктивность фильтра; $k = \sqrt{\frac{L_k}{L_{\Sigma}}}$.



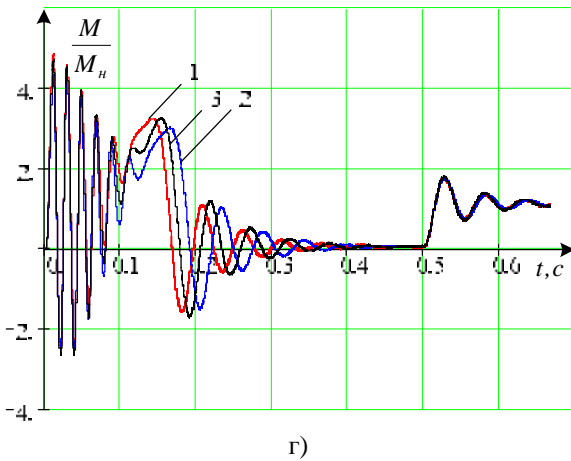


Рисунок 9 - Диаграммы угловой частоты вращения и момента АД при пуске и набросе нагрузки при частоте питания: 50 Гц – а, б), 40 Гц – в, г); 1 – без фильтра; 2 – с фильтром; 3 – с фильтром и L-компенсацией

Тогда при частоте 40 Гц с введением L-компенсации снижение критического момента составляет 1%, а время первого согласования $t_{pf40} = 0,61$ с, т.е. запаздывание снижено на 29%.

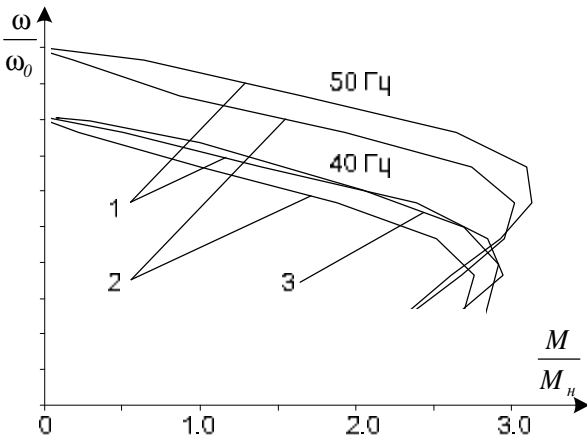


Рисунок 10 – Зависимости среднего значения момента динамической характеристики АД от угловой частоты вращения при частотном регулировании для частот 40, 50 Гц: 1 – без фильтра; 2 – с фильтром; 3 – с фильтром и L-компенсацией

Сравнительный анализ гармонического состава показывает, что фильтр не только улучшает гармонический состав питающего напряжения, токов статора АД и момента двигателя, но изменяет его в зависимости от режима работы: пуск двигателя, холостой ход, под нагрузкой. Для оценки гармонического состава выполним расчет коэффициентов несинусоидальности фазного тока и напряжения.

Коэффициент несинусоидальности, например, фазного напряжения, определим согласно выражения:

$$k_{нс.у} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N U_n^2}}{U_1} \cdot 100,$$

где: U_1 - действующие значения фазного напряжения основной частоты; U_n - действующие значения фазного напряжения гармонических составляющих; N - наибольшая значащая гармоника в спектре.

Допустимые значения коэффициента $k_{нс.у}$ регламентированы ГОСТ 19103-97 и для номинального напряжения 6-20 кВ составляют: допустимые – 8% и предельно допустимые 12%.

Расчетные значения коэффициентов несинусоидальности напряжения $k_{нс.у}$ и токов статора АД $k_{нс.і}$ при пуске, на холостом ходу и под нагрузкой приведены в табл. 3.

Такое явление объясняется тем, что при настройке фильтра учитываются параметры двигателя при номинальной нагрузке. Тогда как в зависимости от режима работы АД его эквивалентные активное и индуктивное сопротивления изменяются, так как являются функцией скольжения:

$$R_e = R_1 + \frac{X_\mu^2 R_2}{s \left(\frac{R_2^2}{s^2} + (X_2 + X_\mu)^2 \right)};$$

$$X_e = X_1 + \frac{X_\mu}{\left(\frac{R_2^2}{s^2} + (X_2 + X_\mu)^2 \right)} \left(\frac{R_2^2}{s^2} + X_2^2 + X_2 X_\mu \right).$$

Таблица 3 – Коэффициенты несинусоидальности фазного тока и напряжения

Режим	$k_{нс}$	после ШИМ на АД	после фильтра на АД
Пуск двигателя	$k_{нс.у}$	33,19	1,55
	$k_{нс.і}$	0,93	0,64
Холостой ход	$k_{нс.у}$	33,19	3,29
	$k_{нс.і}$	2,33	15,29
Под нагрузкой	$k_{нс.у}$	33,19	2,98
	$k_{нс.і}$	1,14	0,49

Расчетные значения коэффициента несинусоидальности напряжения $k_{нс.у}$ (табл. 3) позволяют говорить, что наличие в системе ЭП фильтра снижает несинусоидальность напряжения питания АД до допустимого значения. Значения коэффициентов несинусоидальности тока $k_{нс.і}$ (табл. 3) уменьшаются примерно в 1,5...2,5 раза. Это означает, что уменьшаются дополнительные потери активной мощности

и дополнительный нагрев обмоток статора АД.

Для количественной оценки влияния на АД несинусоидальности напряжения питания выполнен расчет дополнительных потерь, дополнительного перегрева обмоток АД и относительного значения продолжительности жизни изоляции, используя выражения [6]. Результаты расчетов сведены в табл.4.

Таблица 4 – Оценки влияния несинусоидальности напряжения питания на АД

Наименование	после ШИМ на АД, %	после фильтра на АД, %
Дополнительные потери $\Delta P_{АД}$ (Вт)	8	0,63
Дополнительный перегрев обмоток Δt (°C)	2,959	0,227
Относительное значение продолжительности жизни изоляции z	0,438	0,937

Полученные результаты (табл. 4) свидетельствуют о том, что использование в системе ЭП разработанного фильтра позволяет снизить дополнительные потери $\Delta P_{АД}$ в 12,8 раза; дополнительный перегрев обмоток Δt в 13 раз, а относительное значение «продолжительности жизни» изоляции z увеличивается в 2 раза.

Выводы. Результаты исследований показывают, что наличие фильтра, включенного на выходе инвертора улучшает гармонический состав напряже-

ния, что обеспечивает снижение дополнительных потерь, перегрева обмоток и увеличения продолжительности жизни изоляции. Вместе с тем, ухудшаются динамические характеристики электропривода: затягивание времени разгона и снижение момента двигателя. Компенсация такого снижения может быть осуществлена путем соответствующего корректирования закона частотного управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Матеріали конференції Industrial Energy Efficiency And Energy Management Standarts – Unido. Vienna, Austria – March 2007. – 208 с.
2. Буденный А.В., Колодяжный А.В., Смирнов А.Н. Оптимизация выходных фильтров преобразователей с ШИМ и АШИМ // Технічна електродинаміка. К., 2006. - с.13-18.
3. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974. – 328 с.
4. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М-Л.: «Госэнергоиздат». – 1963. – 118с.
5. Черный А.П., Полищук П.И., Воробейчик О.С. Анализ статических характеристик частотно-регулируемого электропривода с фильтром на выходе инвертора // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. Кременчук: КГПУ. – 2007. – Вип. 1 – С. 6-11.
6. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. К.: Наукова думка, 1985. – 268 с.

Стаття надійшла 5.05.2008 р.