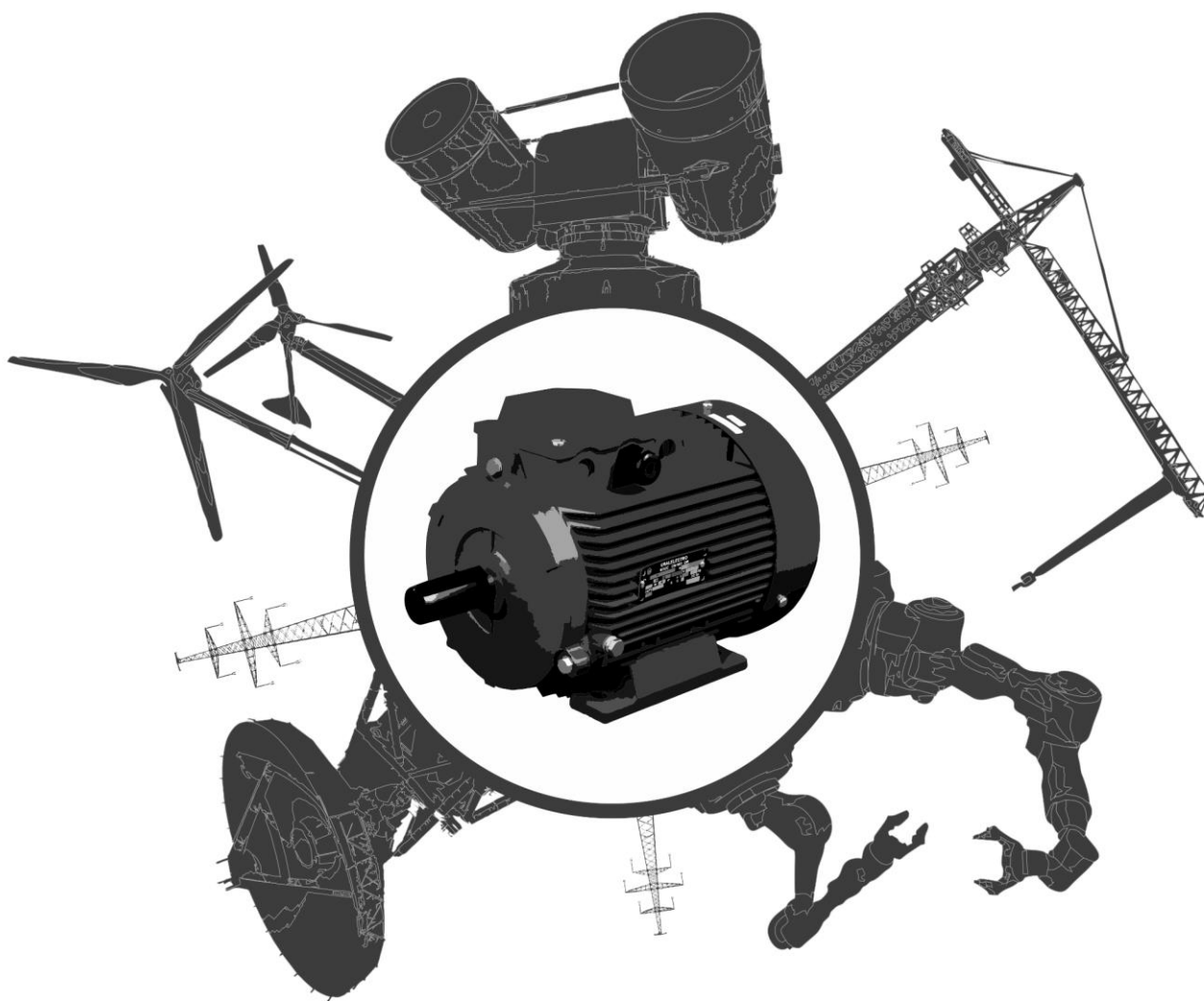


С.Ю. Ловлин, А.А. Абдуллин, М.Х. Цветкова, А.Г. Маматов

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА МОНИТОРИНГА И НАЛАДКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ



Санкт-Петербург
2019г.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

С.Ю. Ловлин
А.А. Абдуллин
М.Х. Цветкова
А.Г. Маматов

**МЕТОДЫ И СРЕДСТВА МОНИТОРИНГА И НАЛАДКИ
ЭЛЕКТРОПРИВОДА.**
УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

РЕКОМЕНДОВАНО К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ В УНИВЕРСИТЕТЕ
ИТМО
по направлению подготовки 13.04.02 Электроэнергетика и
электротехника в качестве учебно-методического пособия для реализации
основных профессиональных образовательных программ
высшего образования магистратуры,



Санкт-Петербург
2019

Ловлин С.Ю., Абдуллин А.А., Цветкова М.Х., Маматов А.Г. Методы и средства мониторинга и наладки электропривода. Учебно-методическое пособие – СПб: Университет ИТМО, 2019. – 112 с.

Рецензенты:

Резников Станислав Сергеевич, кандидат технических наук, доцент, доцент (квалификационная категория "ординарный доцент") факультета систем управления и робототехники, Университета ИТМО.

Учебно-методическое пособие содержит теоретический материал и шесть лабораторных работ для курса «Методы и средства мониторинга и наладки электроприводов». Пособие составлено с учётом проведения лабораторных работ в программе Matlab. Содержание дисциплины охватывает круг вопросов, связанных с подготовкой и организацией пусконаладочных работ при вводе в эксплуатацию электропривода, с диагностикой неисправностей и нештатных режимов работы электропривода. В результате освоения дисциплины студенты приобретают способности разработки планов, программ и методик проведения испытаний электротехнических и электроэнергетических устройств и систем; а также способности к регулировке, испытаниям, наладке и сдаче в эксплуатацию электроэнергетического и электротехнического оборудования.



Университет ИТМО – ведущий вуз России в области информационных и фотонных технологий, один из немногих российских вузов, получивших в 2009 году статус национального исследовательского университета. С 2013 года Университет ИТМО – участник программы повышения конкурентоспособности российских университетов среди ведущих мировых научно-образовательных центров, известной как проект «5 в 100». Цель Университета ИТМО – становление исследовательского университета мирового уровня, предпринимательского по типу, ориентированного на интернационализацию всех направлений деятельности.

© Университет ИТМО, 2019

© Ловлин С.Ю., Абдуллин А.А., Цветкова М.Х., Маматов А.Г., 2019

Содержание

Введение	4
Лабораторная работа №1	6
Лабораторная работа №2	22
Лабораторная работа №3	40
Лабораторная работа №4	59
Лабораторная работа №5	72
Лабораторная работа №6	84

Введение

Настоящее методическое пособие содержит описание шести лабораторных работ. В этих лабораторных работах студенты знакомятся с процессом настройки, наладки и ввода в эксплуатацию следящих электроприводов. Основные моменты мониторинга и наладки электропривода рассматриваются на примере сервоприводов оптико-электронных комплексов высокоточных наблюдений (например, телескопов траекторных измерений).

Лабораторные работы представляют собой логическую последовательность: каждая следующая работа содержит в себе результаты выполнения предыдущей. Студент должен обладать начальными знаниями работы в программной среде Matlab: знать и уметь использовать основные блоки Simulink и блоки из библиотеки *SimPowerSystems*.

По окончании выполнения этого курса лабораторных работ студенты будут знать: основные цели и задачи, решаемые при синтезе и проектировании цифровых прецизионных следящих систем, методы их достижения; принцип работы следящих электроприводов с синхронной машиной с постоянными магнитами; принцип работы трехфазного автономного инвертора с широтной-импульсной модуляцией напряжения, а также причины искажения выходного напряжения инвертора; принцип работы средств измерения угловых перемещений следящих электроприводов, в том числе источники ошибок угловых измерений; причины неисправностей трехфазного автономного инвертора и синхронной машины с постоянными магнитами в следящих электроприводах. В процессе они научатся: анализировать характерные особенности исполнительных машин современных следящих электроприводов, инверторов напряжения и средств измерений угловых перемещений; самостоятельно синтезировать систему управления следящим электроприводом; планировать проведение виртуальных экспериментов, позволяющих провести параметрическую идентификацию объекта управления при наличии нелинейных возмущений и необходимости ограничения регулируемых координат электропривода, а также диагностику неисправностей электропривода; анализировать нештатные режимы работы энергетической и информационной подсистем электропривода и синтезировать алгоритмы диагностики состояния следящего электропривода. В результате успешного прохождения данного курса лабораторных работ студенты приобретают навыки: анализа поставленных проблем, разбиения их на подзадачи, умозрительного построения схем экспериментов, сравнения экспериментальных данных с результатами моделирования, аппроксимацией данных различными функциями и т.д.; планирования программ и методик проведения испытаний следящего электропривода и прогнозирования результатов испытания; использования математического пакета Matlab для задач анализа нештатных режимов работы энергетической и информационной подсистем электропривода и синтеза алгоритмов диагностики состояния следящего электропривода.

Курс лабораторных работ рекомендуется студентам, проходящим подготовку по направлению 140400 «Электроэнергетика и электротехника», а также тем, кто работает или планирует работать в области проектирования, настройки, наладки и ввода в эксплуатацию электропривода.

Лабораторная работа №1

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С «МЕРТВЫМ ВРЕМЕНЕМ»

Цель работы

Исследование и анализ характерных особенностей трехфазных инверторов напряжения, питающих обмотки синхронной машины с постоянными магнитами.

Моделирование ШИМ инвертора в MATLAB/Simulink

На рисунке 1.1 изображен трехфазный инвертор с ШИМ, широко используемый для управления машинами переменного тока.

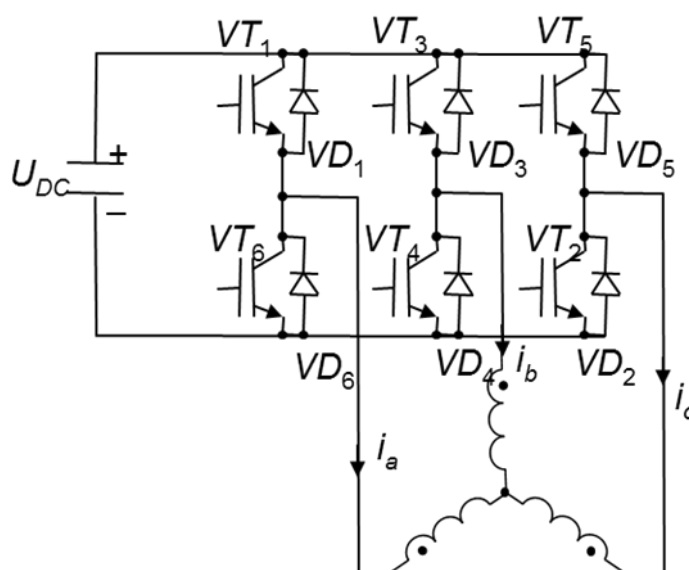


Рисунок 1.1 – Трехфазный ШИМ инвертор с синхронной машиной с постоянными магнитами.

Моделирование средствами библиотеки *SimPowerSystems*. Модель трехфазного ШИМ инвертора с подключенной нагрузкой в виде синхронной машины с постоянными магнитами (СМПМ) состоит из трех частей: модель системы управления ключами, модель трехфазного ШИМ инвертора и модель статорной обмотки синхронной машины с постоянными магнитами. Рассмотрим каждую модель подробнее.

Система управления ключами преобразовывает управляющий сигнал в импульсы с длительностью, пропорциональной этому сигналу, которые подаются на соответствующую стойку инвертора. Осуществляется это путем сравнения управляющего сигнала с пилообразным сигналом с заданным периодом T_s , который называется периодом коммутации ключей.

Блок генератора пилообразного сигнала «Saw» изображен на рисунке 1.2. В блоке «Pulse Generator»: параметр *Amplitude* выставляется равным 1.2, параметр *Period* равен заданному периоду коммутации T_s , а *Pulse Width* равно 50. Начальное условие для блока «Integrator» *Initial Condition* устанавливается

равным -1 . В таком случае на выходе блока «Usaw» будет несмещенный пилообразный сигнал с периодом T_s .

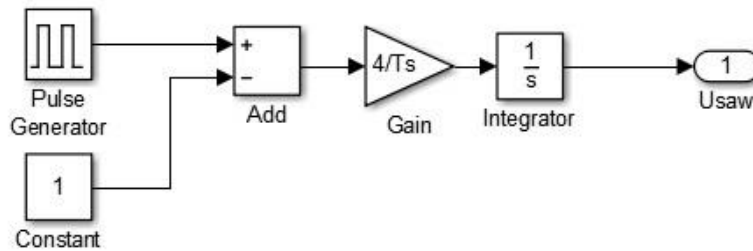


Рисунок 1.2 – Блок генератора пилообразного сигнала «Saw».

Блок «Saw» используется в блоке «Shim», реализующем широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Блок «Shim» изображен на рисунке 1.3. Входной сигнал подается на вход блока «Input», выходной сигнал для верхнего ключа в стойке инвертора – на выход «High», а для нижнего ключа – на выход «Law».

В блоках «Saturation» и «Saturation1» параметр *Upper Limit* устанавливается равным 1, а параметр *Lower Limit* – равным 0. Функция последовательно соединенных блоков *Gain* и *Saturation* аналогична функции *sign()*, но с небольшим отличием – вместо резкого изменения значения с -1 до 1 при изменении знака аргумента происходит линейное изменение выходного значения функции на небольшом интервале значений аргумента. Скорость изменения значения этой функции от -1 до 1 пропорциональна значению параметра блока «Gain». Варьируя это число, можно увеличить скорость моделирования инвертора при наличии несущественных погрешностей в самой модели.

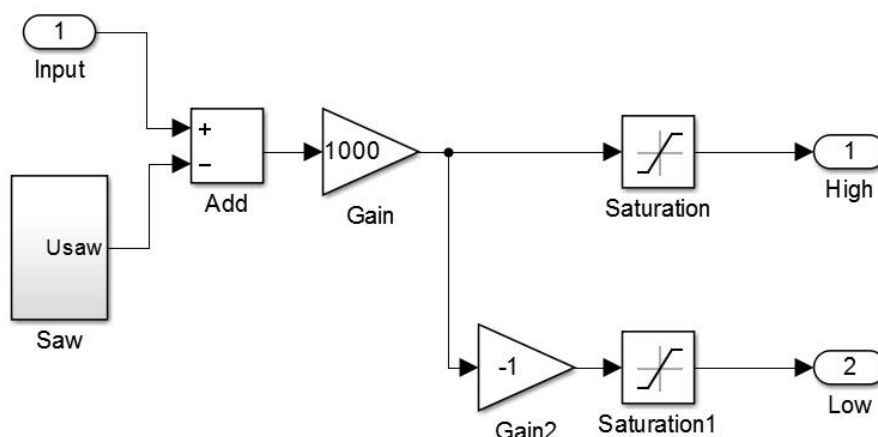


Рисунок 1.3 – Блок «Shim», реализующий ШИМ.

Существует три основных вида ШИМ: синусоидальная ШИМ, синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и векторная ШИМ. Сигналы управления для каждой из стоек инвертора при синусоидальной ШИМ выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned}\gamma_a^*(t) &= u_0(t) \sin(p\alpha(t)), \\ \gamma_b^*(t) &= u_0(t) \sin\left(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}\right), \\ \gamma_c^*(t) &= u_0(t) \sin\left(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}\right),\end{aligned}\tag{1.1}$$

где $u_0(t)$ - обобщенное управляющее воздействие, принимающее значения из интервала $[-1; 1]$. В соответствии с этими сигналами задания определяются продолжительности включения верхнего (γ_h) и нижнего (γ_l) ключей инвертора относительно периода коммутации:

$$\begin{aligned}\gamma_h &= \frac{(1 + \gamma^*)}{2}, \\ \gamma_l &= \frac{(1 - \gamma^*)}{2}.\end{aligned}\tag{1.2}$$

Блок «Switch Control System», реализующий синусоидальную ШИМ, изображен на рисунке 1.4. Входными сигналами для этого блока являются обобщенное управляющее воздействие « u_0 » и электрический угол « α ». Выходными сигналами являются сигналы управления ключами стоек инвертора для фаз А, В и С.

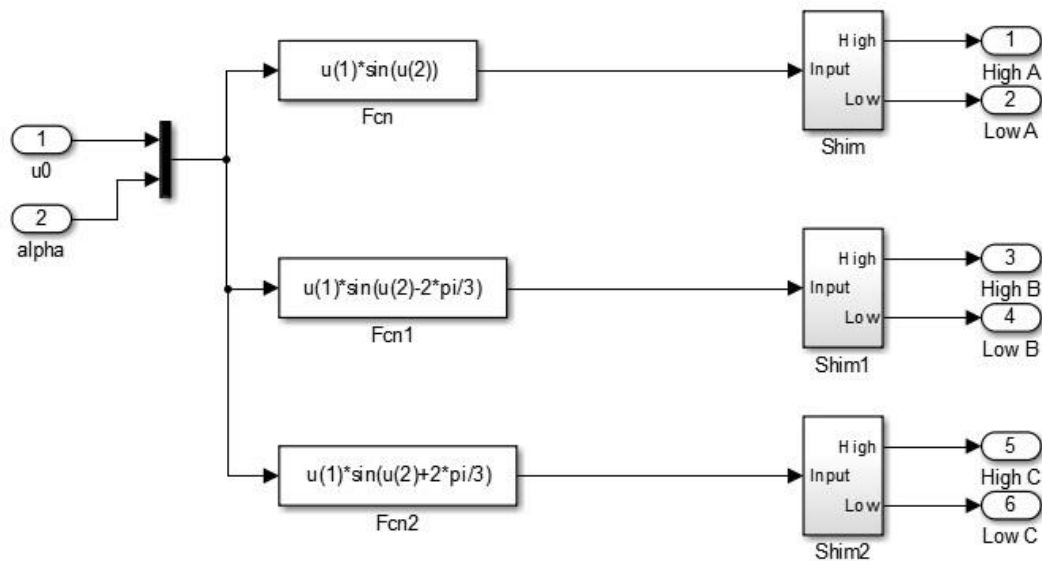


Рисунок 1.4 – Блок «Switch Control System», реализующий синусоидальную ШИМ.

Сигналы управления для каждой из стоек инвертора при синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и при векторной ШИМ не отличаются:

$$\begin{aligned}
 \gamma_a^*(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} u_0(t) (\sin(p\alpha(t)) + \frac{1}{6} \sin(3p\alpha(t))), \\
 \gamma_b^*(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} u_0(t) (\sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} \sin(3p\alpha(t))), \\
 \gamma_c^*(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} u_0(t) (\sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} \sin(3p\alpha(t))),
 \end{aligned} \tag{1.3}$$

где p – число пар полюсов СМПИМ, α – геометрический угол поворота ротора СМПИМ.

Различие состоит только в том, в какой форме получают этот результат. Последние два способа увеличивают диапазон изменения фазных напряжений в инверторе на 15,5% по сравнению с синусоидальной ШИМ.

Для реализации такого управления ключами блок «Switch Control System» надо изменить так, как показано на рисунке 1.5.

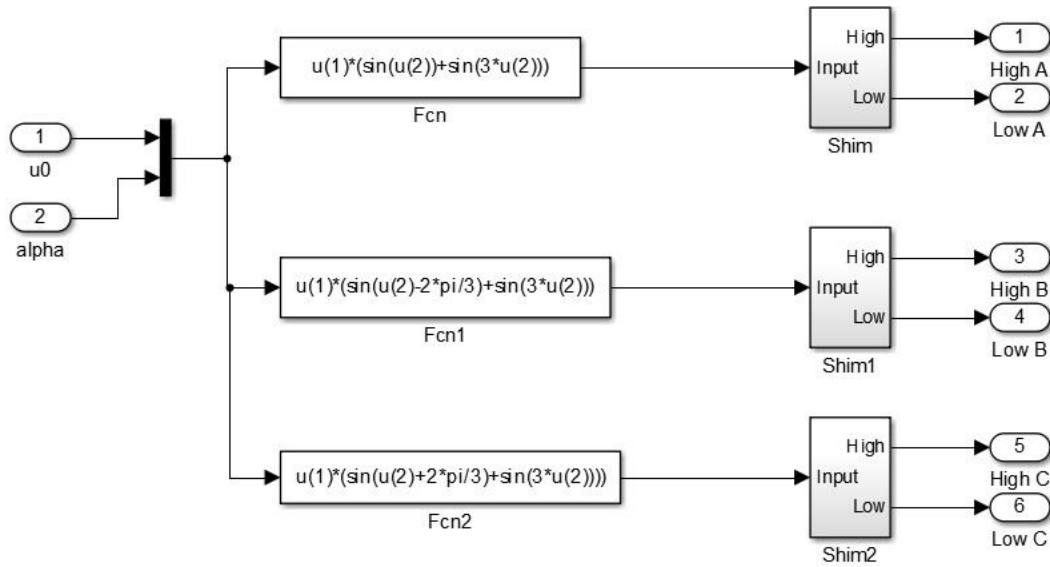


Рисунок 1.5 – Блок «Switch Control System», реализующий синусоидальную ШИМ с предмодуляцией третьей гармоники или векторную ШИМ.

Блок «Invertr» состоит из трех стоек для трех фаз статорной обмотки СМПМ. На рисунке 1.6 представлена модель инвертора на IGBT транзисторах. Элемент «DC Voltage Source» моделирует звено постоянного тока. Его параметр *Amplitude* соответствует напряжению звена постоянного тока в вольтах. Между звеном постоянного тока и конденсатором ставится резистивное сопротивление для того, чтобы в момент зарядки конденсатора в начале моделирования ток не был бесконечным.

Блок «Stator of SMPM» реализует модель статорной обмотки СМПМ без учета противо-ЭДС. Как известно, уравнения для токов в фазах СМПМ могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{cases} u_a(t) = i_a(t)R_a - e_a(t) + \frac{d(L_a(\alpha(t))i_a(t))}{dt}, \\ u_b(t) = i_b(t)R_b - e_b(t) + \frac{d(L_b(\alpha(t))i_b(t))}{dt}, \\ u_c(t) = i_c(t)R_c - e_c(t) + \frac{d(L_c(\alpha(t))i_c(t))}{dt}, \end{cases}$$

где R_a, R_b, R_c – электрические сопротивления соответствующих фаз СМПМ; L_a, L_b, L_c – индуктивности соответствующих фаз СМПМ; $e_a(t), e_b(t), e_c(t)$ – ЭДС, индуцируемые в фазах СМПМ в результате изменения магнитного поля ротора при вращении; $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$ – мгновенные значения фазных напряжений СМПМ; $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$ – мгновенные значения токов в соответствующих фазах СМПМ. При разработке СМПМ стараются достигнуть симметричности трехфазной системы обмоток статора, поэтому разницей между электрическими сопротивлениями и индуктивностями в разных фазах машины можно пренебречь: $R_a=R_b=R_c=R$ и $L_a=L_b=L_c=L$.

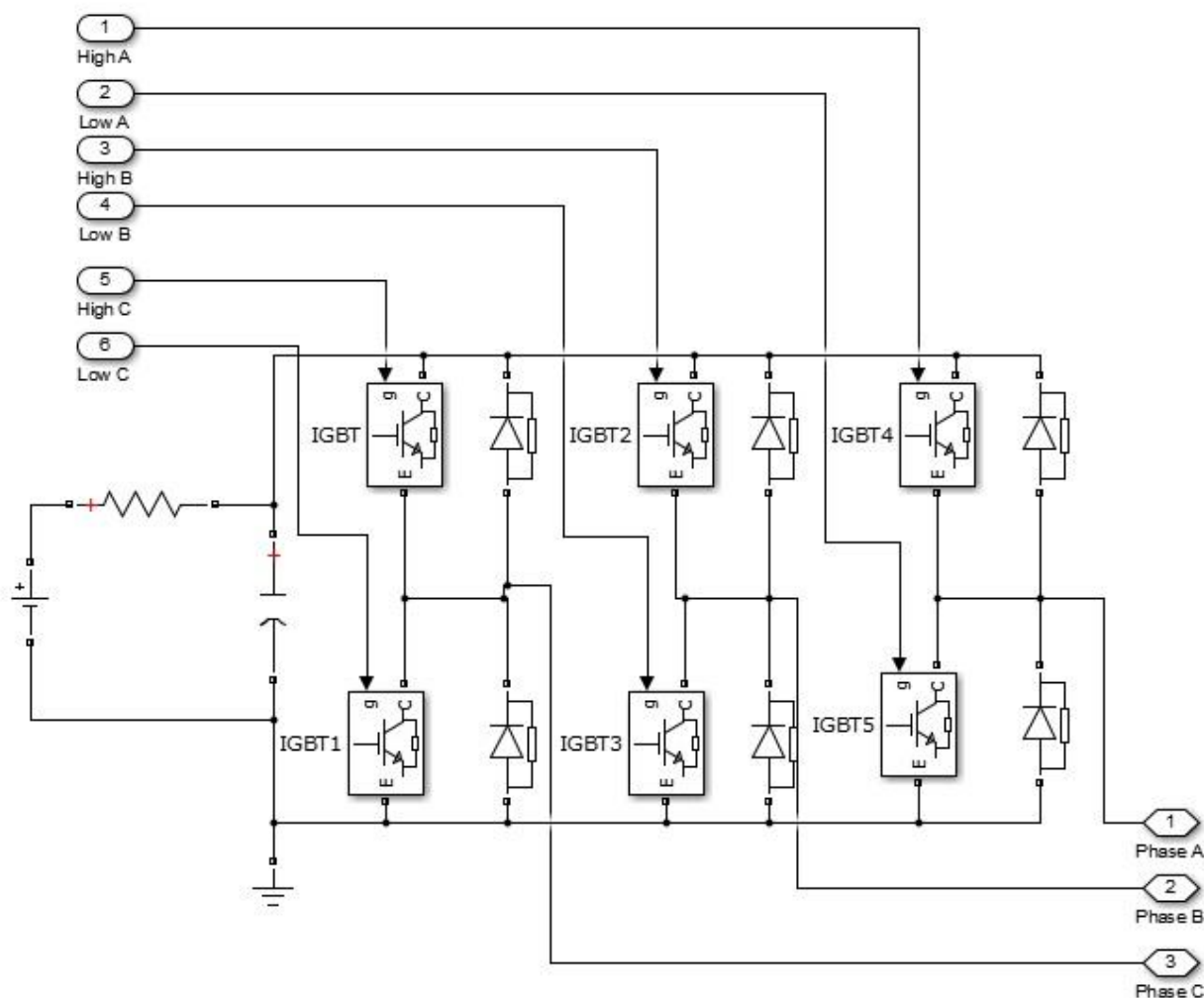


Рисунок 1.6 – Блок «Invertr», реализующий схему инвертора на IGBT транзисторах.

В случае, если ротор СМПМ заторможен, противо-ЭДС в фазах равны нулю. Эта ситуация рассматривается в данной лабораторной работе, так как при вращении СМПМ анализ токов становится существенно сложнее. На рисунке 1.7 изображен блок «Stator of SMPM».

Модель трехфазного ШИМ инвертора с подключенной СМПМ изображена на рисунке 1.8. На вход блока системы управления ключами «Switch Control System» подается обобщенное управляющее воздействие « u_0 » и электрический угол « α », который изменяется с частотой ω . На выходе блока «Stator of SMPM» три фазных тока, измеряемых с периодом дискретизации, установленным в блоке «Zero-Order Hold».

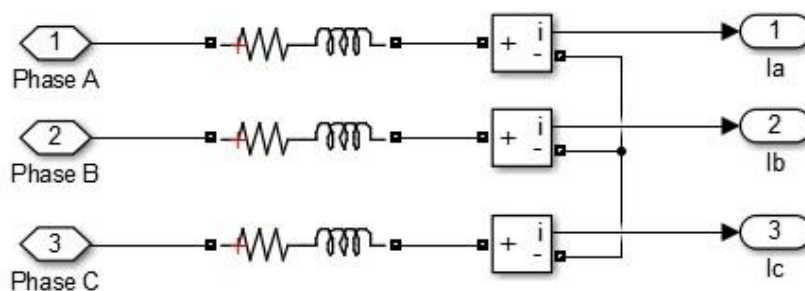


Рисунок 1.7 – Блок «Stator of SMPM», реализующий модель статорной обмотки СМПИ без учета противо-ЭДС.

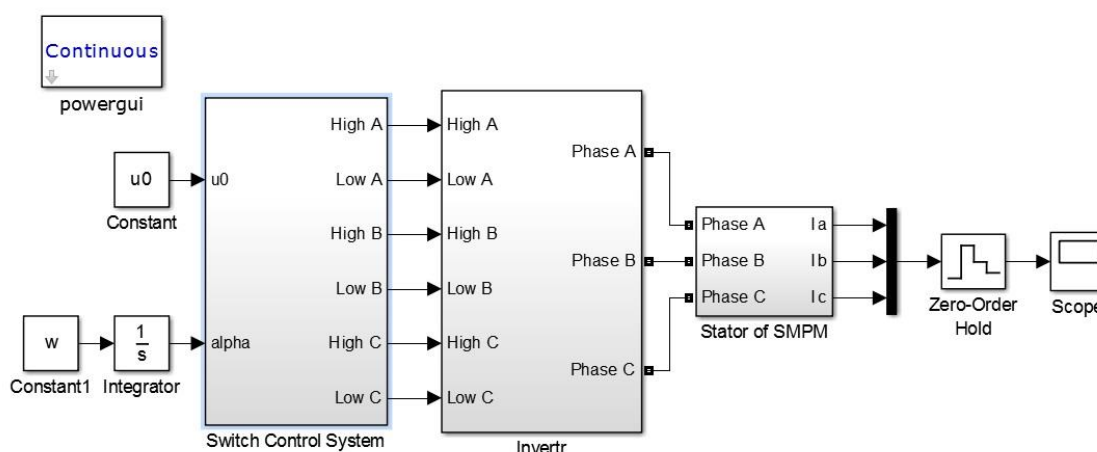


Рисунок 1.8 – Модель трехфазного ШИМ инвертора с подключенной СМПИ реализованная средствами библиотеки *SimPowerSystems*.

В инверторах вводится задержка на переключение ключей в одной стойке. Это время, называемое «мертвым временем», необходимо для предотвращения одновременного открытия двух ключей в одной стойке инвертора, т.е. для предотвращения короткого замыкания в этой стойке. В течение «мертвого времени» напряжение на фазе соответствующей стойки определяется направлением протекания тока.

Для добавления «мертвого времени» в модели инвертора, изображенного на рисунке 1.8, в блоке «Switch Control System», изображенном на рисунке 1.5, необходимо изменить блок «Shim», как показано на рисунке 1.9.

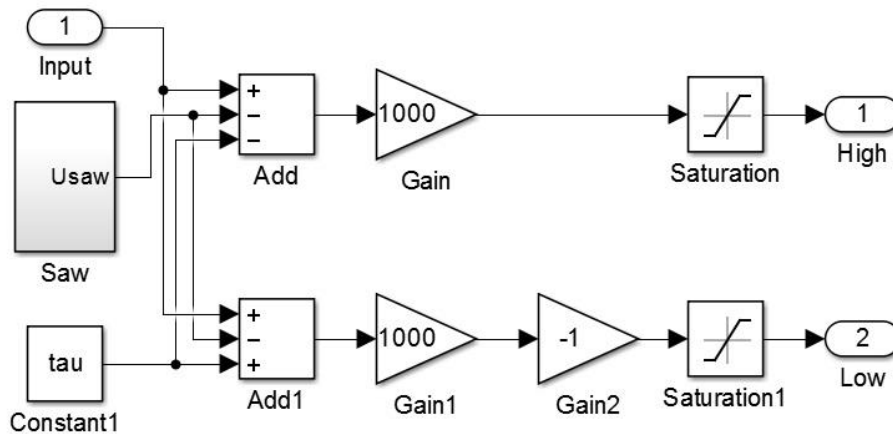


Рисунок 1.9 – Блок «Shim» с «мертвым временем».

Параметр «tau» блока «Constant1» является относительной задержкой на включение ключей, вычисляемой по формуле:

$$\tau = \frac{t_{dead}}{T_s} \quad (1.4)$$

где t_{dead} – «мертвое время».

Моделирование стандартными блоками Simulink через решение дифференциальных уравнений. Если принять потенциалы положительного и отрицательного полюсов звена постоянного тока равными

$$\begin{aligned} \varphi_+ &= \frac{U_{DC}}{2}, \\ \varphi_- &= -\frac{U_{DC}}{2}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

где U_{DC} - напряжение в звене постоянного тока, то средние за период коммутации силовых ключей потенциалы фаз двигателя при синусоидальной ШИМ равны

$$\begin{aligned} \varphi_a(t) &= u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t)), \\ \varphi_b(t) &= u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}), \\ \varphi_c(t) &= u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (1.6)$$

где φ_a , φ_b , φ_c – средние за период коммутации силовых ключей потенциалы фаз двигателя.

В случае векторной ШИМ эти потенциалы равны

гармоникой необходимо добавить третью гармонику с соответствующей амплитудой в блоки «Fcn», «Fcn1» и «Fcn2».

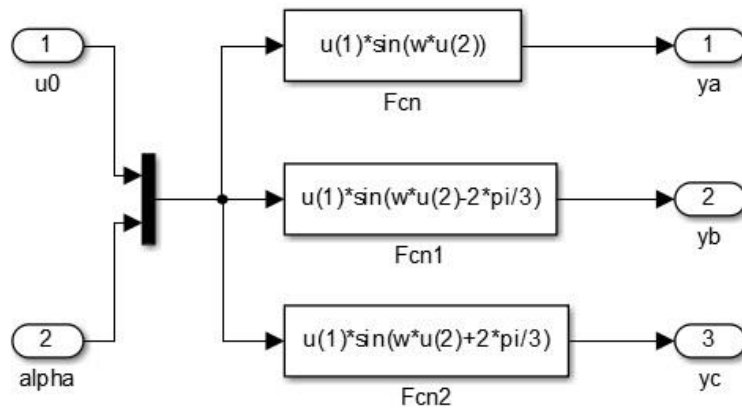


Рисунок 1.11 – Блок «Simple Switch Control System».

Аналитическая модель трехфазного ШИМ инвертора с подключенной СМПИМ, составленная по дифференциальным уравнениям для трехфазной статорной обмотки СМПИМ, изображена на рисунке 1.12.

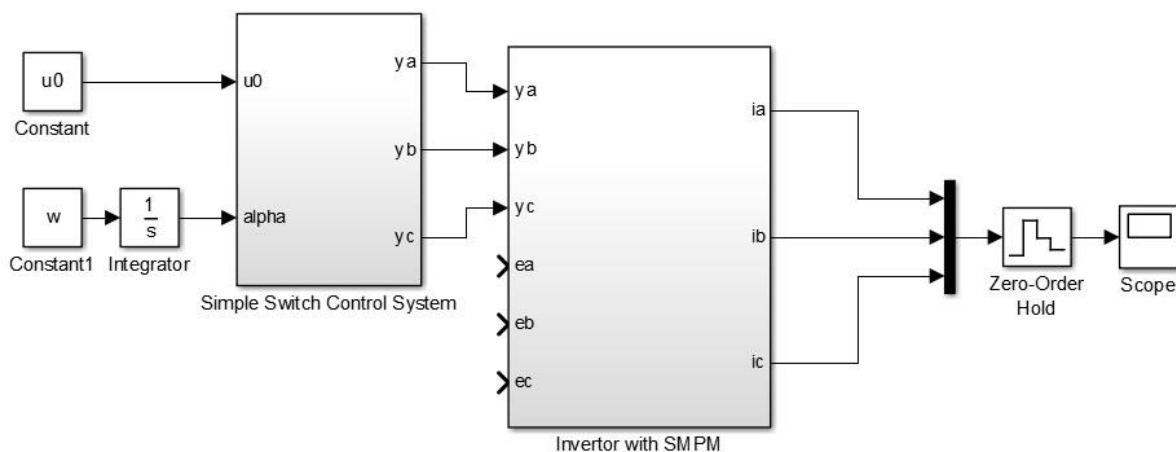


Рисунок 1.12 – Блок трехфазного ШИМ инвертора с подключенной СМПИМ.

В течение «мертвого времени» напряжение на фазе соответствующей стойки определяется направлением протекания тока (рисунок 1.13). Потенциал фазы с учетом вводимых задержек на переключение ключей и усредненный за период коммутации может быть вычислен следующим образом:

$$\Phi_{\phi.ср} = \left(\gamma_h - \frac{1}{2} - \tau \cdot \text{sign}(i) \right) U_{DC}, \quad (1.9)$$

где

$$\text{sign}(i) = \begin{cases} 1, & \text{если } i > 0 \\ -1, & \text{если } i < 0 \end{cases}$$

τ – длительность задержки на переключение ключей относительно периода коммутации ключей, i – ток в соответствующей фазе двигателя.

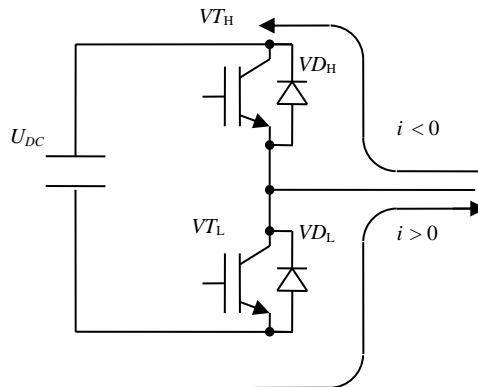


Рисунок 1.13 – Направление протекания тока в течение «мертвого времени» в одной из стоек трехфазного инвертора.

Выходное напряжение на стойке инвертора может также искажаться падением напряжения на самих ключах в течение всего периода коммутации широтно-импульсной модуляции. Оно определяется вольтамперной характеристикой ключа, где прямая ветвь определяется характеристикой транзистора, а обратная – диодом (рисунок 1.13). Таким образом, падение напряжения на ключе может быть записано в зависимости от направления протекания тока:

$$\Delta u_{\text{кл}} = \begin{cases} \Delta u_{\text{кл.пр}}, & \text{если } i_{\text{кл}} > 0 \\ \Delta u_{\text{кл.об}}, & \text{если } i_{\text{кл}} < 0 \end{cases} \quad (1.10)$$

где $\Delta u_{\text{кл.пр}}$ – падение напряжения при прямом направлении протекании тока через ключ, и $\Delta u_{\text{кл.об}}$ – падение напряжения при обратном направлении протекания тока через ключ.

Вольтамперные характеристики ключей нелинейные, поэтому их линеаризуют для упрощения использования в дальнейшем анализе:

$$\begin{aligned} \Delta u_{\text{кл.пр}} &= \Delta u_{\text{зр.пр}} + r_{\text{диф.пр}} \cdot i_{\text{кл}}, \\ \Delta u_{\text{кл.об}} &= -\Delta u_{\text{зр.об}} + r_{\text{диф.об}} \cdot i_{\text{кл}}, \end{aligned} \quad (1.11)$$

где $\Delta u_{\text{зр.пр}} > 0$ и $\Delta u_{\text{зр.об}} > 0$ – постоянные составляющие напряжения при прямом и обратном направлениях протекания тока соответственно; $r_{\text{диф.пр}} > 0$ и $r_{\text{диф.об}} > 0$ – дифференциальные сопротивления ключей при прямом и обратном направлениях протекания тока.

В случае, когда можно пренебречь дифференциальными сопротивлениями ключей и разницей между постоянными составляющими падения напряжения на

ключах при прямом и обратном направлениях протекания тока (т.е. $r_{\text{диф.пр}} = r_{\text{диф.об}} = 0$ и $\Delta u_{\text{зр.пр}} = \Delta u_{\text{зр.об}} = \Delta u_{\text{зр}}$), можно записать

$$\Delta u_{\text{кл}} = \Delta u_{\text{зр}} \text{sign}(i), \quad (1.12)$$

$$\varphi_{\text{ф.зр}} = \left(\gamma_h - \frac{1}{2} - \tau \cdot \text{sign}(i) \right) U_{\text{DC}} - \Delta u_{\text{зр}} \text{sign}(i). \quad (1.13)$$

Таким образом, система уравнений для токов синхронной машины с постоянными магнитами может быть записана, как

$$\begin{cases} (\varphi_a(t) - \Delta U_a(t)) - (\varphi_c(t) - \Delta U_c(t)) = \\ \quad = (2i_a(t) + i_b(t))R - (e_a(t) - e_c(t)) + L \frac{d(2i_a(t) + i_b(t))}{dt}, \\ (\varphi_b(t) - \Delta U_b(t)) - (\varphi_c(t) - \Delta U_c(t)) = \\ \quad = (2i_b(t) + i_a(t))R - (e_b(t) - e_c(t)) + L \frac{d(2i_b(t) + i_a(t))}{dt}, \\ i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0, \end{cases} \quad (1.14)$$

где ΔU_a , ΔU_b , ΔU_c – искажение напряжения инвертора, вызванное наличием «мертвого времени» и падением напряжения на ключах:

$$\begin{aligned} \Delta U_a &= (\Delta u_{\text{зр}} + \tau U_{\text{DC}}) \text{sign}(i_a), \\ \Delta U_b &= (\Delta u_{\text{зр}} + \tau U_{\text{DC}}) \text{sign}(i_b), \\ \Delta U_c &= (\Delta u_{\text{зр}} + \tau U_{\text{DC}}) \text{sign}(i_c). \end{aligned} \quad (1.15)$$

Блок «Invertor with SMPM», реализующий аналитическую модель инвертора с СМПМ в виде дифференциальных уравнений и учитывающий наличие «мертвого времени», изображен на рисунке 1.14.

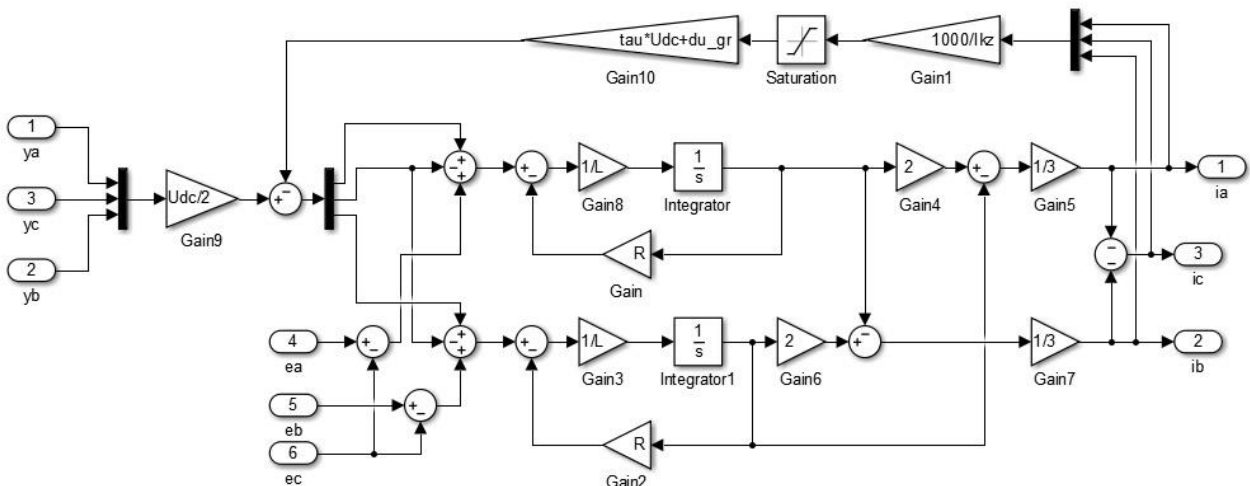


Рисунок 1.14 – Блок «Invertor with SMPM», учитывающий наличие «мертвого времени».

В этой версии блока добавлены последовательно соединенные блоки «Gain1», «Saturation» и «Gain 10», которые реализуют функцию $\text{sign}()$. Коэффициент « $1000/I_{kz}$ » определяет наклон функции при изменении от значения -1 до значения 1. Здесь I_{kz} – амплитуда тока короткого замыкания в фазе статора СМПИ для выбранного значения напряжения звена постоянного тока U_{DC} и выбранной ШИМ, «du_gr» – падение напряжения на ключе Δu_{gr} .

Аналитическая модель, составленная на основе дифференциальных уравнений для статорных обмоток СМПИ, является более упрощенной, чем модель, построенная средствами библиотеки *SimPowerSystems*. В то же время дифференциальные уравнения можно преобразовать в разностные уравнения, и, соответственно, сама модель может быть реализована на микроконтроллере. Благодаря этому такую модель можно использовать для функциональной диагностики состояния электропривода.

Порядок выполнения работы

1. Собрать модель трехфазного инвертора в Matlab, реализованную средствами библиотеки *SimPowerSystems* с идеальными ключами и синусоидальной ШИМ. Тип двигателя и параметры обмоток выбрать согласно номеру варианта из Таблицы 1.4. Основные параметры моделирования и параметры конфигурации модели в Simulink приведены в Таблице 1.1 и Таблице 1.2.
2. Промоделировать модель, реализованную средствами библиотеки *SimPowerSystems* с идеальными ключами и синусоидальной ШИМ, со следующими параметрами обобщенного управляющего воздействия: $u_0 = 0,3$ и $u_0 = 1$. Частота синусоиды 2π рад/с. Сохранить данные о токах в рабочую область или на диск.
3. Промоделировать модель, реализованную средствами библиотеки *SimPowerSystems* с идеальными ключами и с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, со следующими параметрами обобщенного управляющего воздействия: $u_0 = 0,3$ и $u_0 = 1$. Частота синусоиды 2π рад/с. Сохранить данные о токах в рабочую область или на диск.

4. Сравнить токи, полученные в п.п. 2 и 3 для обобщенного управляющего воздействия $u_0 = 1$. Вычислить отношение амплитуд и сравнить с расчетным значением 15,5%.
5. Собрать модель трехфазного инвертора в Matlab, реализованную средствами библиотеки *SimPowerSystems* с IGBT транзисторами. Параметры силовых ключей использовать из Таблицы 1.4.
6. Промоделировать трехфазный инвертор в Matlab, реализованный средствами библиотеки *SimPowerSystems* с IGBT транзисторами и синусоидальной ШИМ, со следующими параметрами обобщенного управляющего воздействия: $u_0 = 0,3$. Частота синусоиды 2π рад/с. Измерить токи в стойках инвертора; среднюю мощность за период коммутации, выделяемую на транзисторах; напряжение на емкости.
7. Промоделировать трехфазный инвертор в Matlab, реализованный средствами библиотеки *SimPowerSystems* с IGBT транзисторами и синусоидальной ШИМ, со следующими параметрами: обобщенное управляющее воздействие $u_0 = 0,3$ и «мертвое время» $\tau = 0,02$ и $\tau = 0,04$. Частота синусоиды 2π рад/с. Сохранить данные о фазных токах в рабочую область или на диск. Вычислить максимальное значение токов и сравнить с расчетными значениями.
8. Сравнить токи, полученные при моделировании трехфазных инверторов в Matlab, реализованный средствами библиотеки *SimPowerSystems* с IGBT транзисторами и с идеальными ключами. Вычислить гармонический состав токов во всех случаях с помощью функции *fft()* в Matlab (быстрое преобразование Фурье). 1-я гармоника должна соответствовать частоте синусоидального задания 2π рад/с. Промежуток времени брать после окончания переходного процесса.
9. Собрать аналитическую модель трехфазного инвертора в Matlab по дифференциальным уравнениям.
10. Промоделировать аналитическую модель трехфазного инвертора в Matlab, составленную по дифференциальным уравнениям с теми же

параметрами, что и в п. 7. Сравнить результаты с результатами моделирования п.7.

Содержание отчета

1. Модель модель трехфазного инвертора в Matlab, реализованная средствами библиотеки *SimPowerSystems* с идеальными ключами.
2. Графики токов в пп.2-3 Порядка выполнения работы.
3. Расчет амплитуд токов для пп.2-3 *Порядка выполнения работы*.
4. Модель трехфазного инвертора в Matlab, реализованная средствами библиотеки *SimPowerSystems* с IGBT транзисторами.
5. Графики токов и гармонический состав в пп.6-7 *Порядка выполнения работы*.
6. Аналитическая модель трехфазного инвертора в Matlab, составленная по дифференциальным уравнениям.
7. Сравнение графиков токов, полученных в п.4 и п.10 *Порядка выполнения работы*.

Исходные данные

Таблица 1.1. Основные параметры моделирования.

Название параметра	Обозначение	Значение
Напряжение в звене постоянного тока	U_{DC}	48 В
Период коммутации ключей	T_s	0.1мс
Емкость фильтра	C_f	1мФ
Сопротивление между источником и емкостью	R_f	0,1 Ом

Таблица 1.2. Параметры конфигурации модели в Simulink.

Название параметра	Значение
Max step size	$T_s/100$
Stop time	0,15
Solver	ode23tb

Таблица 1.3. Параметры силовых ключей в модели, выполненной в *SimPowerSystems*.

Название параметра	Обозначение	Значение
<i>Параметры транзисторов</i>		
Forward voltage	V_f	1В
Current 10% fall time	T_f	1e-8
Current tail time	T_t	2e-8
<i>Параметры обратных диодов</i>		
Forward voltage	V_f	1В

Таблица 1.4. Синхронные моментные двигатели.

Номер варианта	Тип двигателя	Сопротивление (фаза-фаза), Ом	Индуктивность (фаза-фаза), мГн
1	RM36-241-50FS	9,92	71,3
2	RM36-241-75BS	2,91	23,2
3	RM36-321-50FS	13,22	95,1
4	RM36-321-75BS	3,88	31,7
5	RM36-401-50BS	3,78	25,8
6	RM36-401-75BS	4,85	38,7
7	RM36-482-50BS	4,54	31,0
8	RM36-482-75BS	5,83	46,4
9	RM36-562-50BS	5,29	36,1
10	RM36-562-75AS	3,02	24,1
11	RM36-642-50AS	2,69	18,4
12	RM36-642-75AS	3,45	27,5

Лабораторная работа №2

ДИАГНОСТИКА НЕШТАТНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ПОДСИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Цель работы

Исследование и анализ нештатных режимов работы энергоподсистемы электропривода.

Краткие пояснения

Эта лабораторная работа является логическим продолжением лабораторной работы 1. В ней используются модели, полученные в предыдущей лабораторной работе: модель трехфазного инвертора с СМПМ, реализованная средствами библиотеки *SimPowerSystems*, и аналитическая модель трехфазного инвертора с СМПМ. Эти модели позволяют исследовать нештатные режимы работы энергетической подсистемы электропривода.

При эксплуатации электропривода возможны различные нарушения работы энергетической подсистемы, как в инверторе, так и в двигателе. Искажения формы токов в обмотках двигателя в результате таких нарушений напрямую влияют на качество управления и на срок службы двигателя, подшипников и полупроводникового силового каскада. В связи с этим в составе системы управления электропривода необходима диагностика нештатных ситуаций и отключение электропривода в аварийных режимах.

Существуют два различных подхода к диагностике технического состояния систем – тестовая и функциональная диагностика. Тестовый метод заключается в подаче на двигатель тестовых сигналов, за счет чего достигается приемлемая точность оценки состояния двигателя и полупроводникового преобразователя, но требуется вывод электропривода из работы.

При функциональной диагностике либо измеряются физические параметры полупроводниковых ключей и двигателя с помощью дополнительных датчиков, либо их состояние оценивается косвенно по имеющейся в системе информации о токах и напряжениях в фазах двигателя. Дополнительные датчики усложняют электрическую схему усилителя мощности и увеличивают время и стоимость разработки электропривода, поэтому в случаях, в которых дополнительные датчики неприемлемы, используются косвенные методики диагностики.

В этой лабораторной работе мы рассмотрим следующие нештатные режимы работы электропривода:

1. Выход из строя верхнего или нижнего транзистора в стойке инвертора.
2. Выход из строя обоих транзисторов в стойке инвертора.
3. Межвитковое замыкание в фазе статорной обмотки двигателя.
4. Межфазное замыкание статорной обмотки двигателя.
5. Замыкание фазы статорной обмотки двигателя на корпус.
6. Выход из строя одного из датчиков тока статорной обмотки двигателя.

Видов неисправностей инвертора гораздо больше и их невозможно рассмотреть в рамках одной лабораторной работы, поэтому в этой лабораторной работе мы познакомимся с наиболее типичными неисправностями трехфазного инвертора.

Моделирование средствами библиотеки SimPowerSystems

Выход из строя верхнего или нижнего транзистора в стойке инвертора.

Мы рассмотрим две ситуации: выход из строя самого транзистора и выход из строя канала управления силовым ключом. Отметим, что выход из строя транзистора возможен как «на разрыв» цепи, так и «на пробой». В этой лабораторной работе будет рассмотрен только второй вариант.

В обеих ситуациях (как в случае выхода из строя самого транзистора, так и в случае выхода из строя канала управления силовым ключом) графики токов идентичны, так как транзистор не проводит ток.

На рисунке 2.1 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя верхнего транзистора в фазе А. Для этого достаточно разорвать цепь между верхним транзистором фазы А, блок «IGBT4», и обмоткой статора фазы А.

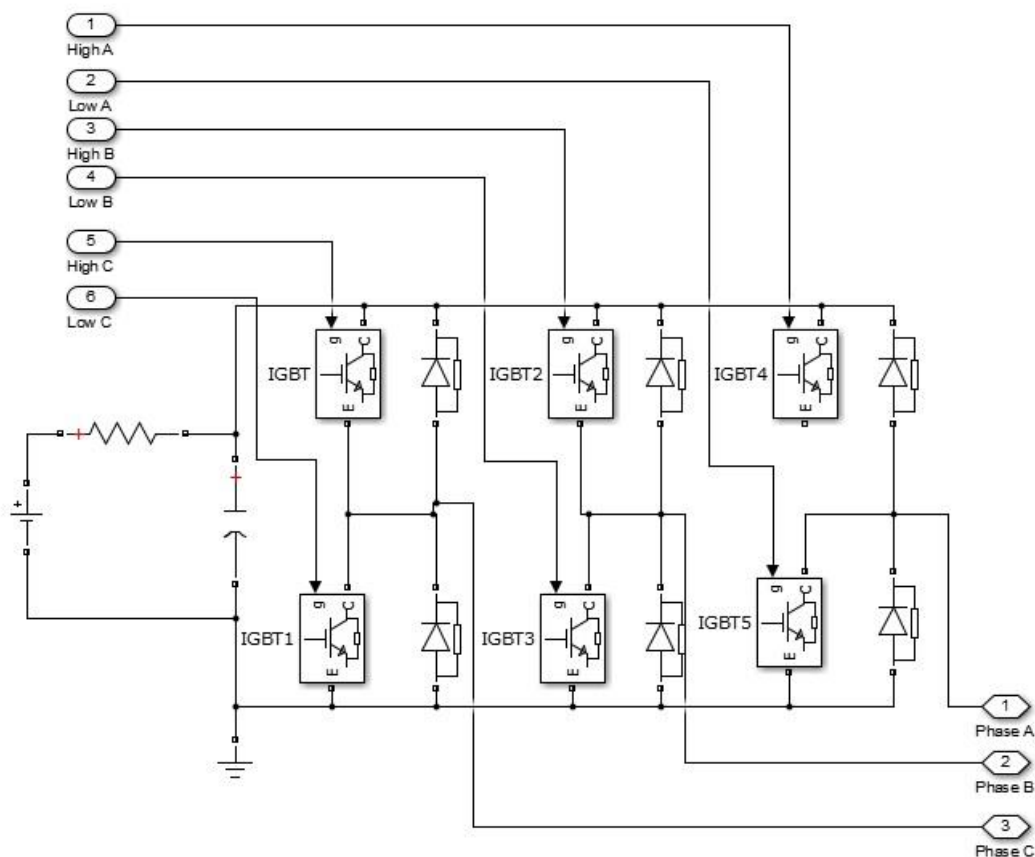


Рисунок 2.1 – Блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя верхнего транзистора в фазе А.

На рисунке 2.2 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя канала управления верхним ключом в фазе А. Для этого достаточно разорвать канал с сигналом управления на верхний ключ фазы А, от входа «High A» до блока «IGBT4».

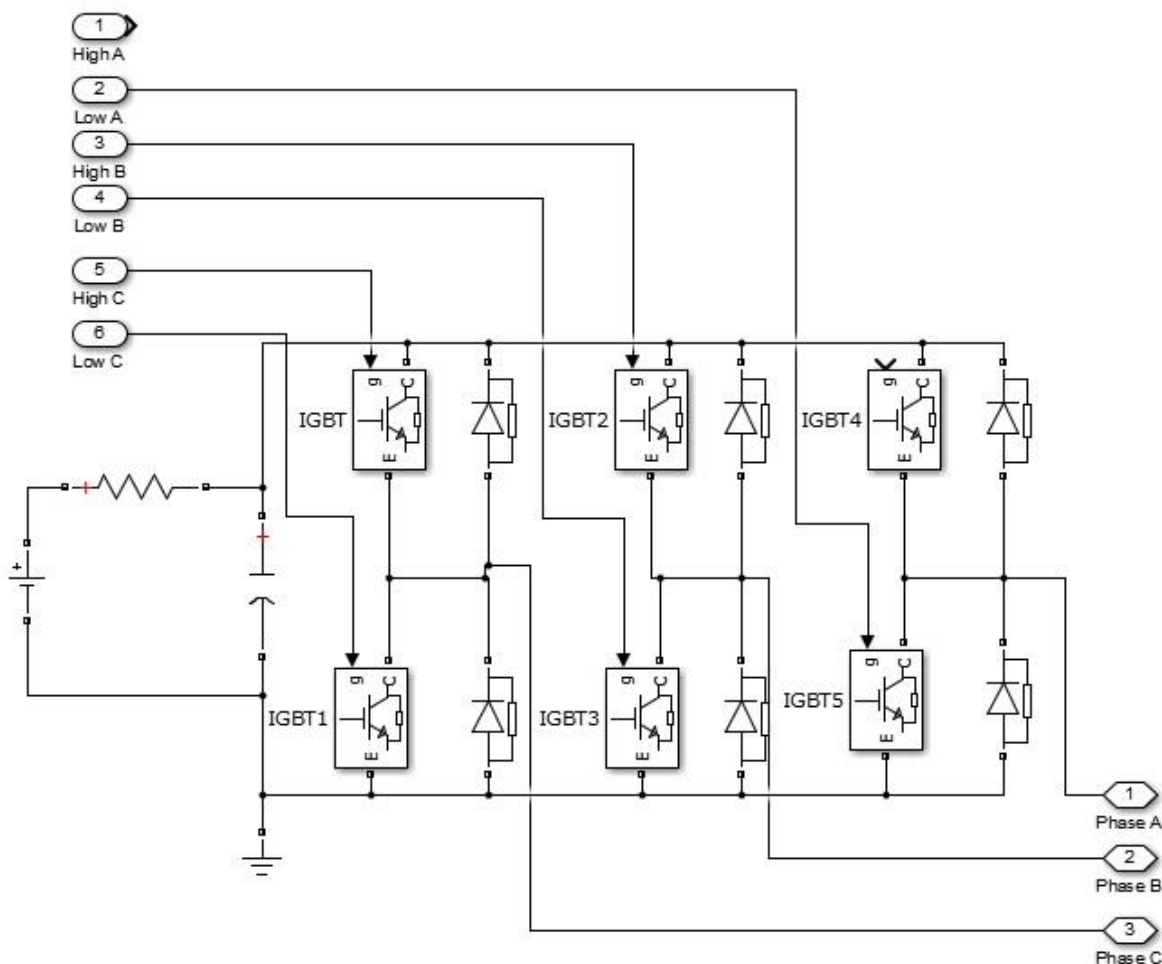


Рисунок 2.2 – Блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя канала управления верхним ключом в фазе А.

Выход из строя верхнего или нижнего транзистора в стойке инвертора.

Эта ситуация аналогична предыдущей ситуации с той лишь разницей, что выходят из строя оба транзистора или оба канала управления ключами. Оба транзистора могут выйти из строя, например, в случае короткого замыкания стойки на источник или протекания большого фазного тока через транзисторы.

На рисунке 2.3 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя обоих транзисторов в фазе А. Для этого достаточно разорвать участки цепи между верхним и нижним транзисторами фазы А, блоки «IGBT4» и «IGBT5», и обмоткой статора фазы А.

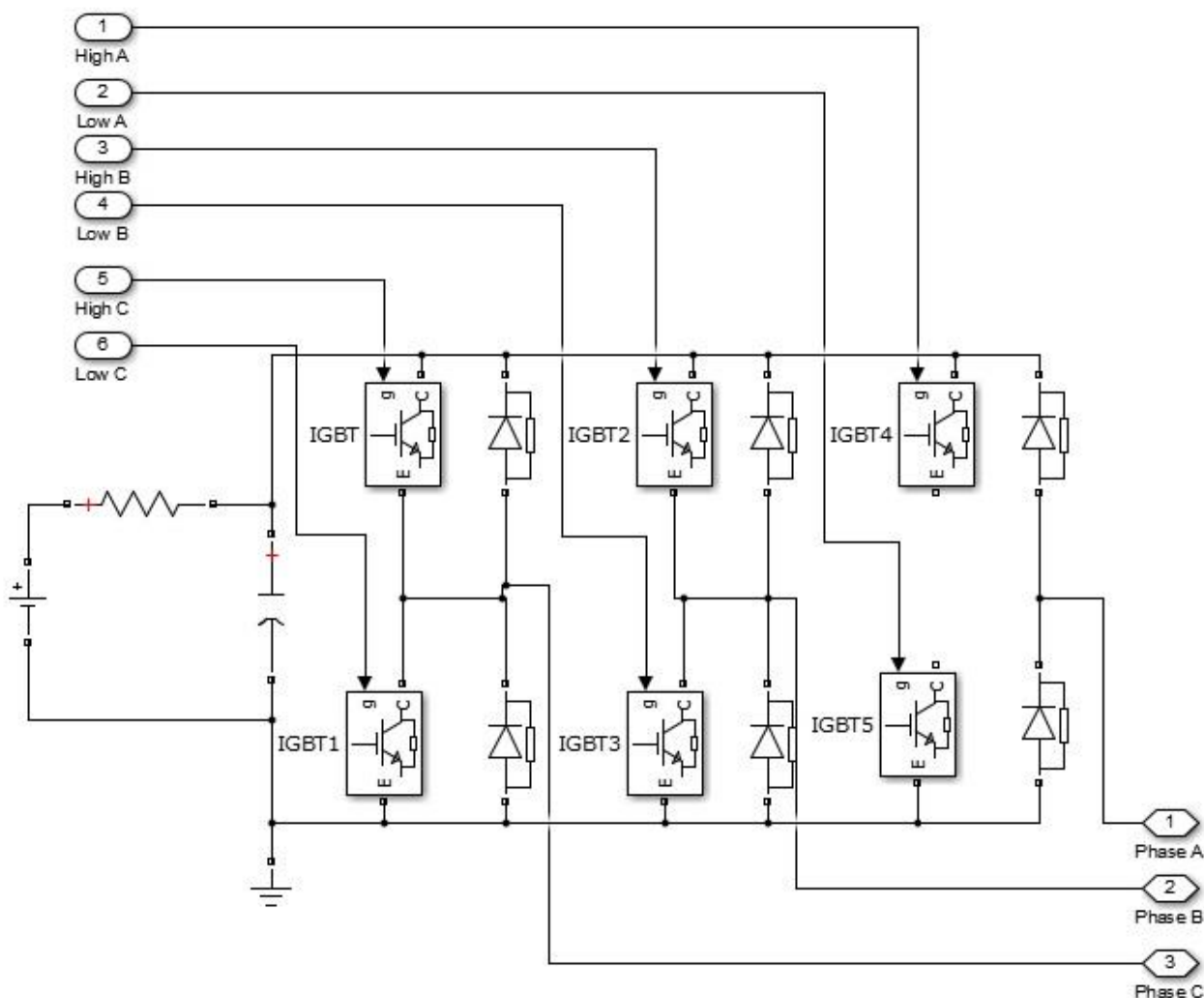


Рисунок 2.3 – Блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя обоих транзисторов в фазе А.

На рисунке 2.4 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя канала управления обоими ключами в фазе А. Для этого достаточно разомкнуть канал с сигналами управления на верхний ключ фазы А и на нижний ключ фазы А, от входа «High А» до блока «IGBT4» и от входа «High В» до блока «IGBT5».

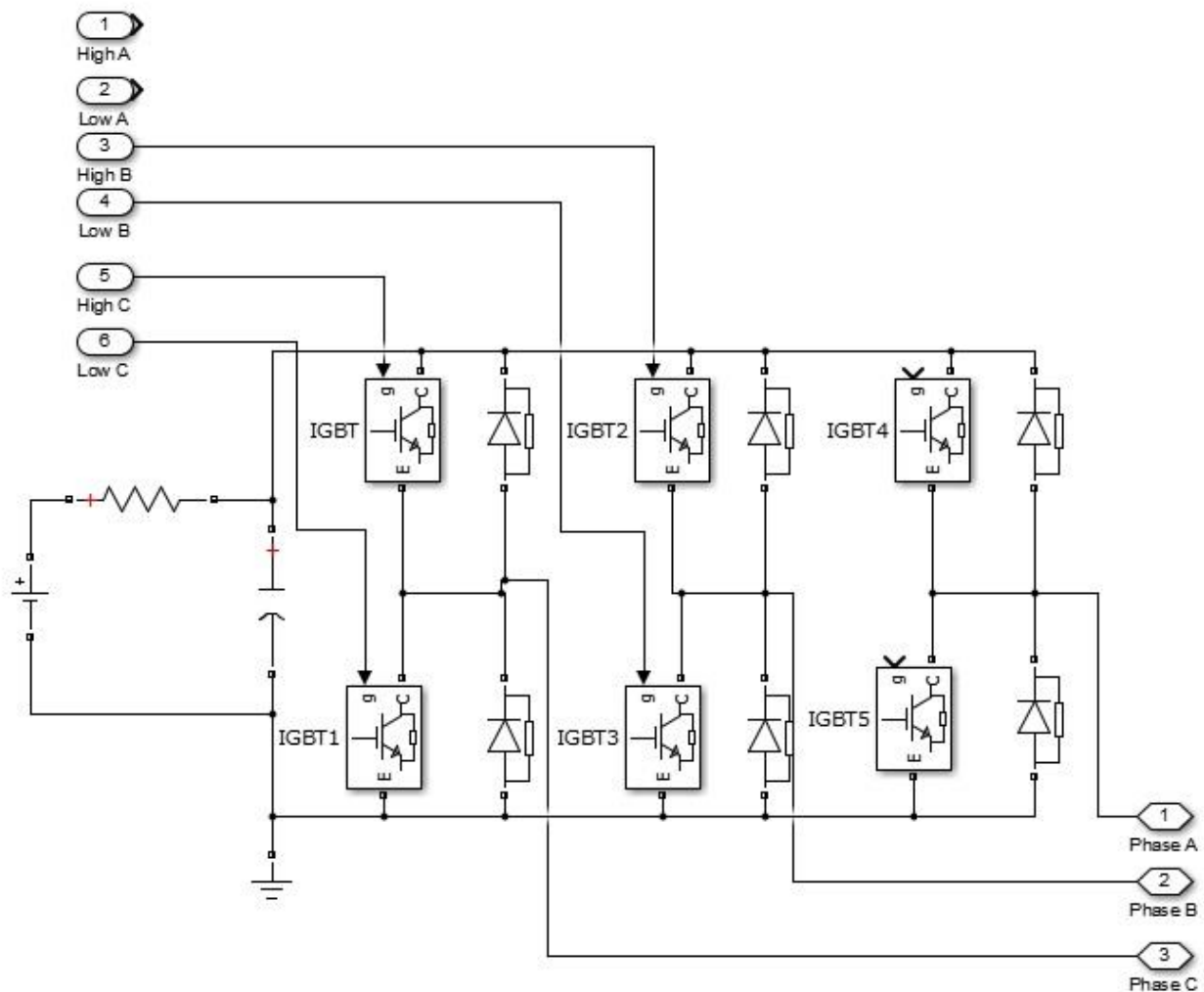


Рисунок 2.4 – Блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя каналов управления обоими ключами в фазе А.

Межвитковое замыкание в фазе статорной обмотки двигателя. Характеризуется уменьшением активного сопротивления и индуктивности за счет короткого замыкания между несколькими витками фазы статорной обмотки. На рисунке 2.5 эта ситуация изображена схематично. Любую обмотку можно разделить на несколько частей. Коэффициент k характеризует часть обмотки одной из фаз, которая оказалась накоротко замкнутой. Соответственно $(1-k)$ – часть обмотки, в которой отсутствует короткое замыкание. Здесь $Z_a = Z_b = Z_c$ – полные сопротивления обмоток фазы А, В и С соответственно.

На рисунке 2.6 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM» при межвитковом замыкании в фазе А. Для этого резистивное сопротивление и индуктивность каждой обмотки разделяется на два блока с коэффициентами k и $(1-k)$, как показано на рисунке 2.5. Участок обмотки фазы А, блок «Series RLC Branch1», шунтирован, что позволяет моделировать межвитковое замыкание в фазе А.

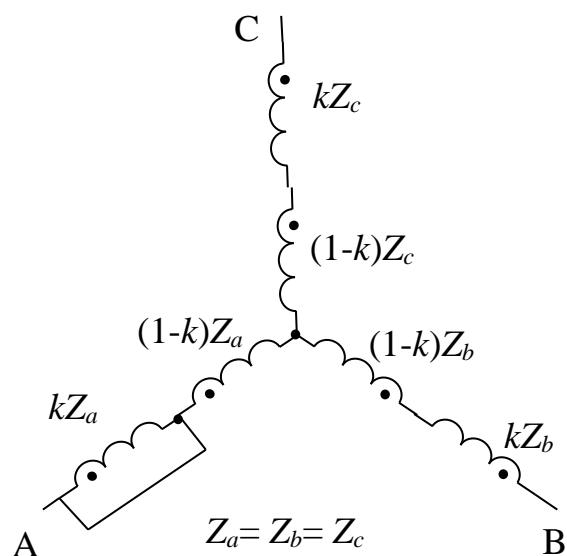


Рисунок 2.5 – Межвитковое замыкание в фазе А.

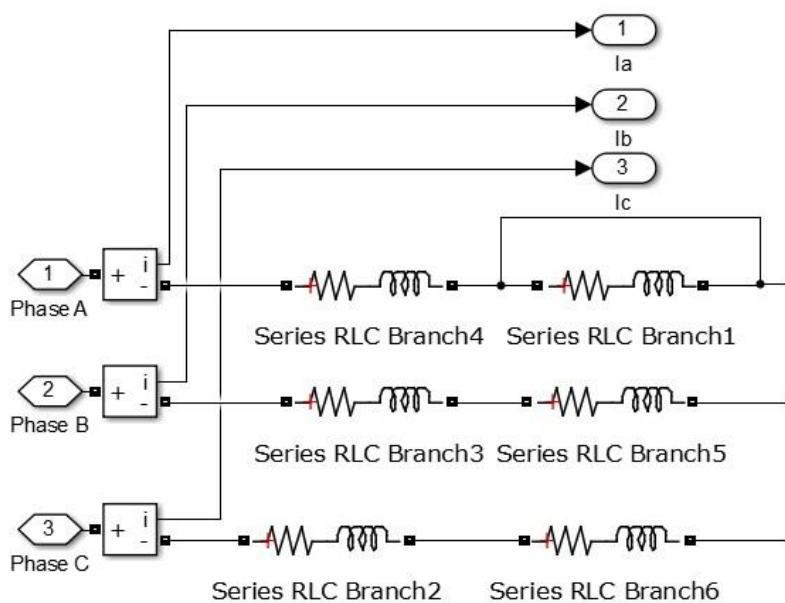


Рисунок 2.6 – Блок «Invertor with SMPM» при межвитковом замыкании в фазе А.

Межфазное замыкание статорной обмотки двигателя. Характеризуется замыканием участка обмотки одной из фаз на участок обмотки другой фазы через сопротивление. На рисунке 2.7 эта ситуация изображена схематично. Как и в предыдущем случае, обмотка каждой фазы делится на два участка с коэффициентами k и $(1-k)$.

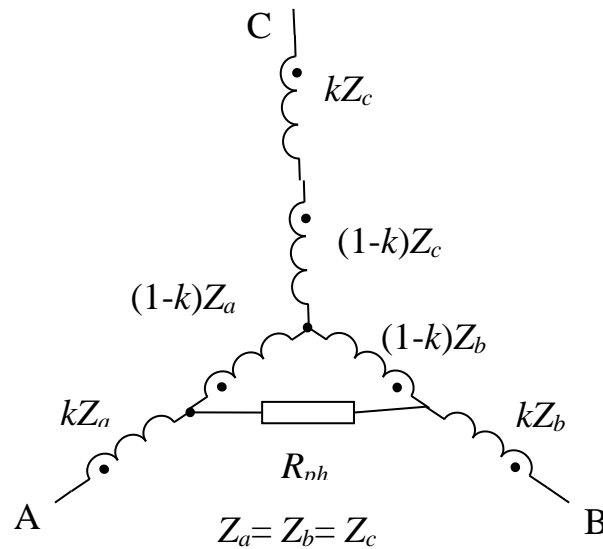


Рисунок 2.7 – Межфазное замыкание между фазами А и В.

На рисунке 2.8 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM» при межфазном замыкании между фазами А и В. Как и в предыдущем случае, резистивное сопротивление и индуктивность каждой обмотки разделяется на два блока с коэффициентами k и $(1-k)$. Концы участков обмотки фазы А, блок «Series RLC Branch1», и обмотки фазы В, блок «Series RLC Branch5», соединяются сопротивлением R_{ph} , блок «Series RLC Branch7», что позволяет моделировать межфазное замыкание между фазами А и В.

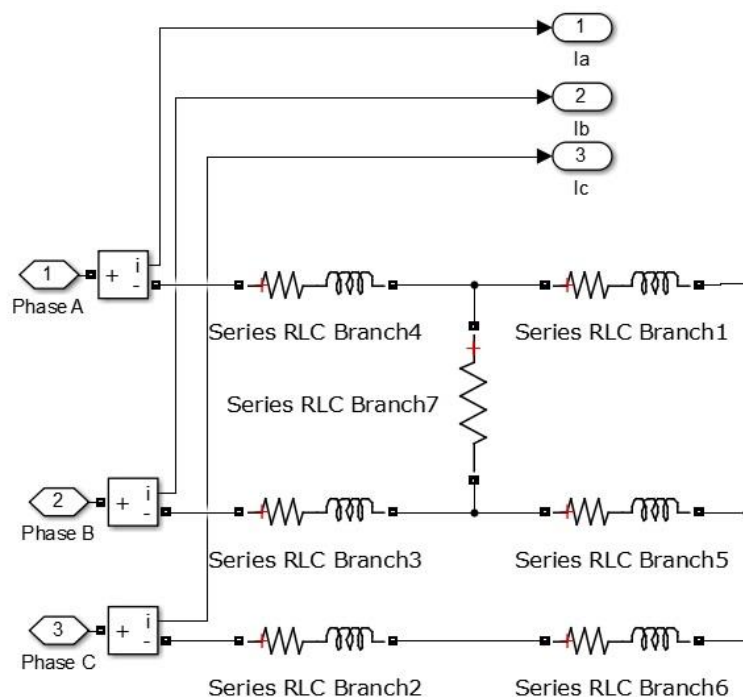


Рисунок 2.8 – Блок «Invertor with SMPM» при межфазном замыкании между фазами А и В.

Замыкание фазы статорной обмотки двигателя на корпус.
 Рассматривается случай, когда нулевая точка статорной обмотки соединена с корпусом двигателя. При замыкании одной из фаз на корпус появляется дополнительное сопротивление корпуса двигателя, подключенное параллельно этой фазе. На рисунке 2.9 эта ситуация изображена схематично.

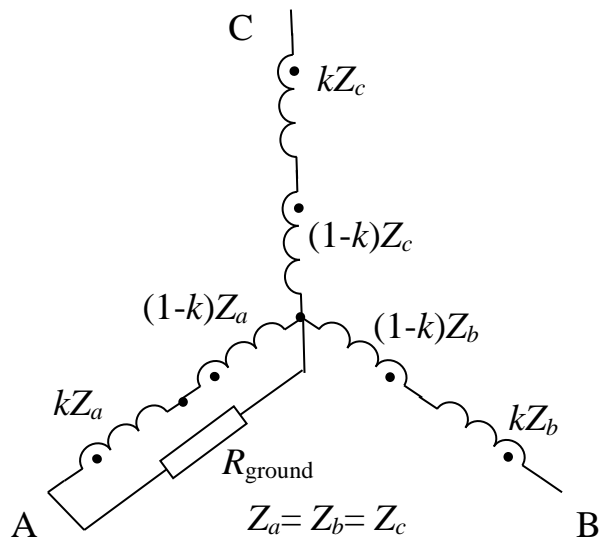


Рисунок 2.9 – Замыкание фазы А статорной обмотки двигателя на корпус.

На рисунке 2.10 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM» при замыкании фазы А статорной обмотки двигателя на корпус. Параллельно фазе А подключается сопротивлением R_{ground} , блок «Series RLC Branch7», что позволяет моделировать этот нештатный режим работы двигателя.

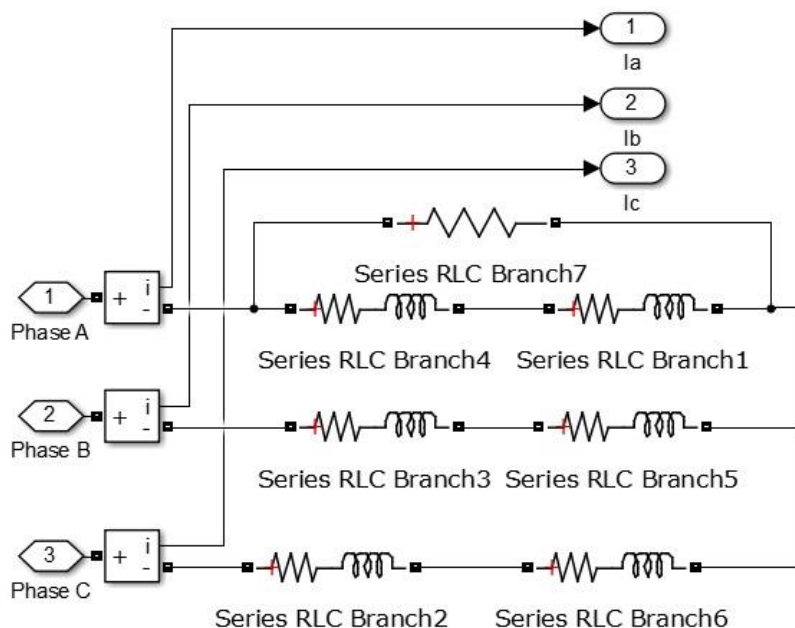


Рисунок 2.10 – Блок «Invertor with SMPM» замыкании фазы А статорной обмотки двигателя на корпус.

Выход из строя одного из датчиков тока статорной обмотки двигателя. Рассматривается ситуация, когда вышел из строя информационный канал одного из датчиков тока. Как и в случае выхода из строя обоих транзисторов в стойке инвертора или при обрыве фазы статорной обмотки двигателя, датчик тока будет показывать отсутствие тока в этой фазе, но токи в других фазах двигателя будут отличаться.

На рисунке 2.11 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя информационного канала датчика тока фазы А. Для этого достаточно разомкнуть информационный канал с сигналом с датчика тока фазы А.

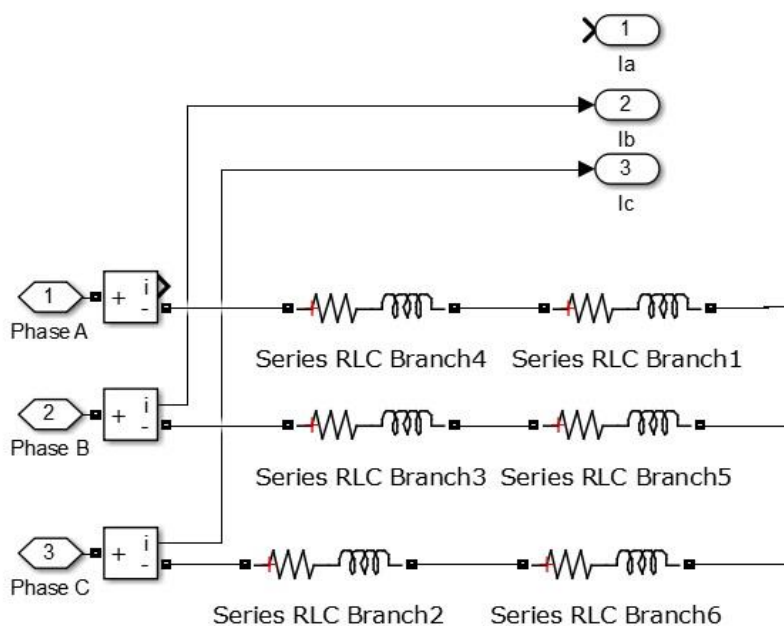


Рисунок 2.11 – Блок «Invertor with SMPM» при выходе из строя информационного канала датчика тока фазы А.

Аналитические модели, выполненные стандартными средствами библиотеки Simulink

Выход из строя верхнего или нижнего транзистора в стойке инвертора. Рассмотрим, как будет выглядеть модель на примере выхода из строя транзисторов в фазе А. Для начала отметим, что при выходе из строя транзистора парный ему обратный диод способен пропускать ток. Поэтому на периодах коммутации ШИМ, когда ток не протекает через неисправный транзистор, но протекает через парный ему обратный диод, картина токов не изменится, и неисправность останется незамеченной. На периодах коммутации ШИМ, когда ток должен протекать через неисправный транзистор, он будет весь период коммутации протекать через обратный диод, то есть средний потенциал фазы будет равен потенциалу одного из полюсов звена постоянного тока.

Таким образом, система уравнений токов останется такой же, как и в исправном инверторе:

$$\begin{cases} (\varphi_a(t) - \Delta U_a(t)) - (\varphi_c(t) - \Delta U_c(t)) = \\ \quad = (2i_a(t) + i_b(t))R - (e_a(t) - e_c(t)) + L \frac{d(2i_a(t) + i_b(t))}{dt}, \\ (\varphi_b(t) - \Delta U_b(t)) - (\varphi_c(t) - \Delta U_c(t)) = \\ \quad = (2i_b(t) + i_a(t))R - (e_b(t) - e_c(t)) + L \frac{d(2i_b(t) + i_a(t))}{dt}, \\ i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0, \end{cases} \quad (2.1)$$

где ΔU_a , ΔU_b , ΔU_c – искажение напряжения инвертора, вызванное наличием «мертвого времени» и падением напряжения на ключах:

$$\begin{aligned} \Delta U_a &= (\Delta u_{zp} + \tau U_{DC}) \text{sign}(i_a), \\ \Delta U_b &= (\Delta u_{zp} + \tau U_{DC}) \text{sign}(i_b), \\ \Delta U_c &= (\Delta u_{zp} + \tau U_{DC}) \text{sign}(i_c). \end{aligned} \quad (2.2)$$

Изменяются формулы для расчета средних потенциалов фаз обмоток статора СМПИМ. Например, при выходе из строя верхнего транзистора в стойке инвертора в фазе А при синусоидальной ШИМ потенциалы будут рассчитываться следующим образом:

$$\begin{aligned} \varphi_a(t) &= \begin{cases} u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t)), & \text{если } i_a < 0 \\ -\frac{U_{DC}}{2} - \Delta u_{zp}, & \text{если } i_a \geq 0 \end{cases}, \\ \varphi_b(t) &= u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}), \\ \varphi_c(t) &= u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (2.3)$$

а при выходе из строя нижнего транзистора в стойке инвертора в фазе А при синусоидальной ШИМ

$$\begin{aligned} \varphi_a(t) &= \begin{cases} u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t)), & \text{если } i_a > 0 \\ +\frac{U_{DC}}{2} + \Delta u_{zp}, & \text{если } i_a \leq 0 \end{cases}, \\ \varphi_b(t) &= u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}), \\ \varphi_c(t) &= u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}). \end{aligned} \quad (2.4)$$

На рисунке 2.12 изображено, как будет выглядеть блок «Invertor with SMPM», реализующий аналитическую модель инвертора с СМПИМ в виде

дифференциальных уравнений, при выходе из строя верхнего или нижнего транзистора в стойке инвертора в фазе А. В модель добавлен новый блок «Fault in leg of phase A», на входы которого подаются ток фазы А i_a и средний за период коммутации потенциал фазы А в исправном инверторе f_a , а на выходе пересчитанный потенциал фазы А в неисправном инверторе fa_a .

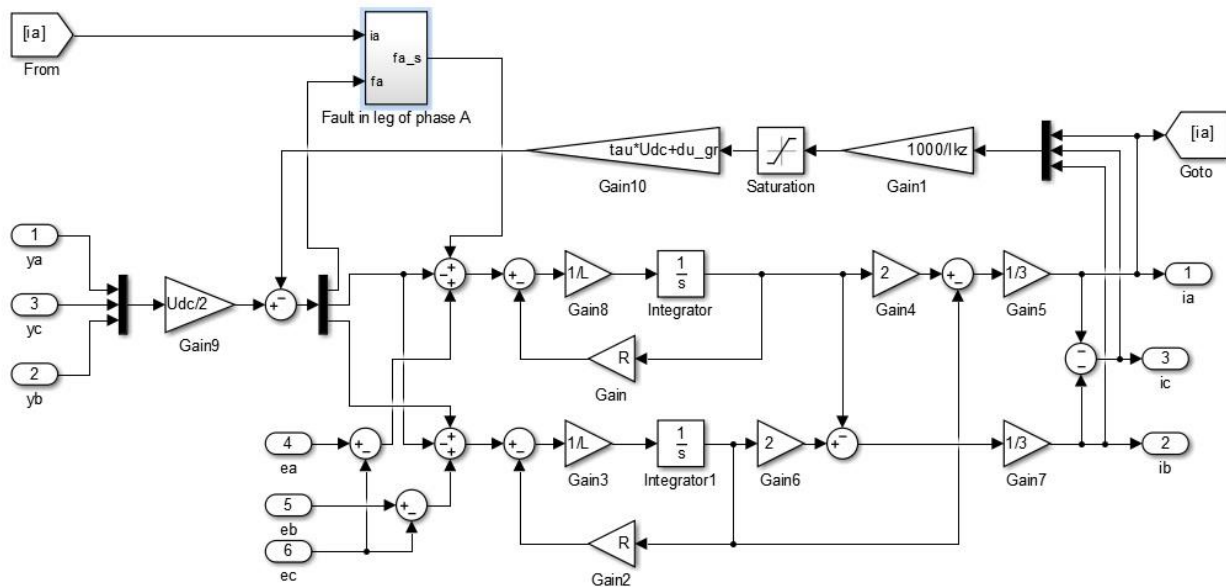


Рисунок 2.12 – Блок «Invertor with SPM», реализующий аналитическую модель инвертора с СММ в виде дифференциальных уравнений, при выходе из строя верхнего транзистора в стойке инвертора в фазе А.

На рисунке 2.13 изображен блок «Fault in leg of phase A», реализующий выход из строя верхнего транзистора в стойке фазы А инвертора.

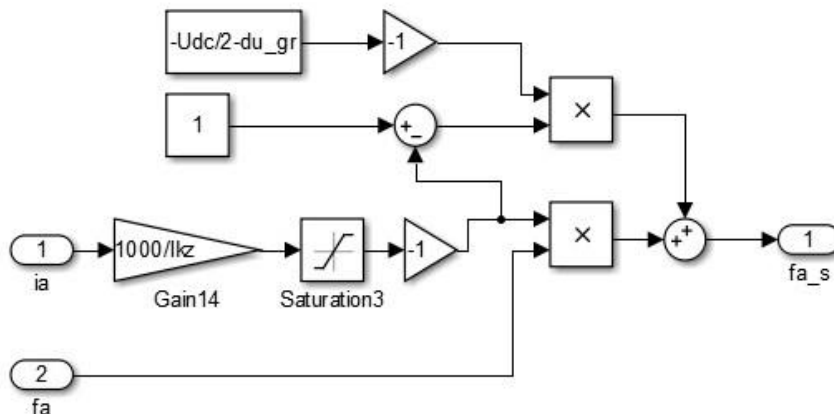


Рисунок 2.13 – Блок «Fault in leg of phase A», реализующий выход из строя верхнего транзистора в стойке фазы А инвертора.

Два умножителя осуществляют плавное переключение среднего за период коммутации значения потенциала фазы А между значением для исправного инвертора и значением потенциала положительного полюса звена постоянного

тока по знаку тока фазы А. Коэффициент в блоке «Gain 14» регулирует плавность этого перехода и точность моделирования этой неисправности. Диапазон значений блока «Saturation» устанавливается [-1;0].

На рисунке 2.14 изображен блок «Fault in leg of phase A», реализующий выход из строя нижнего транзистора в стойке фазы А инвертора. Диапазон значений блока «Saturation» устанавливается [0;1].

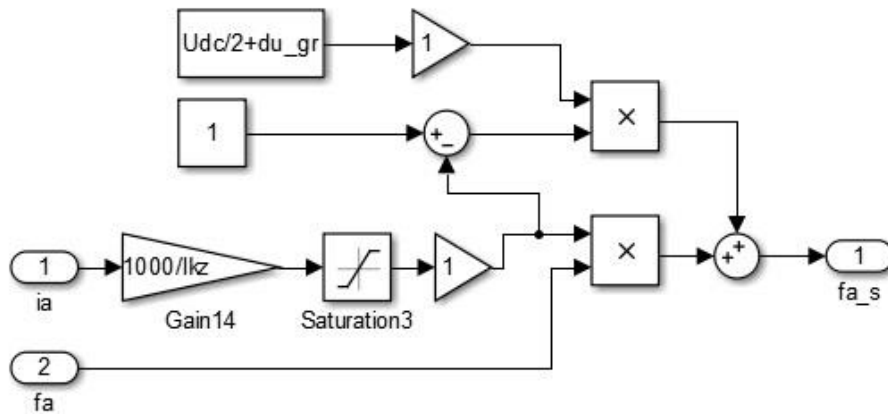


Рисунок 2.14 – Блок «Fault in leg of phase A», реализующий выход из строя нижнего транзистора в стойке фазы А инвертора.

Выход из строя верхнего или нижнего транзистора в стойке инвертора.

Продолжим рассматривать неисправности ключей в стойке фазы А инвертора. При выходе из строя обоих транзисторов ток может протекать только через обратные диоды, то есть среднее значение за период коммутации потенциала фазы будет равен потенциалу одного из полюсов звена постоянного тока:

$$\varphi_a(t) = \begin{cases} -\frac{U_{DC}}{2} - \Delta u_{zp}, & \text{если } i_a > 0 \\ 0, & \text{если } i_a = 0 \\ +\frac{U_{DC}}{2} + \Delta u_{zp}, & \text{если } i_a < 0 \end{cases},$$

$$\varphi_b(t) = u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}),$$

$$\varphi_c(t) = u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}).$$

На рисунке 2.15 изображен блок «Fault in leg of phase A», реализующий выход из строя обоих транзисторов в стойке фазы А инвертора. Диапазон значений блока «Saturation» устанавливается [-1;0].

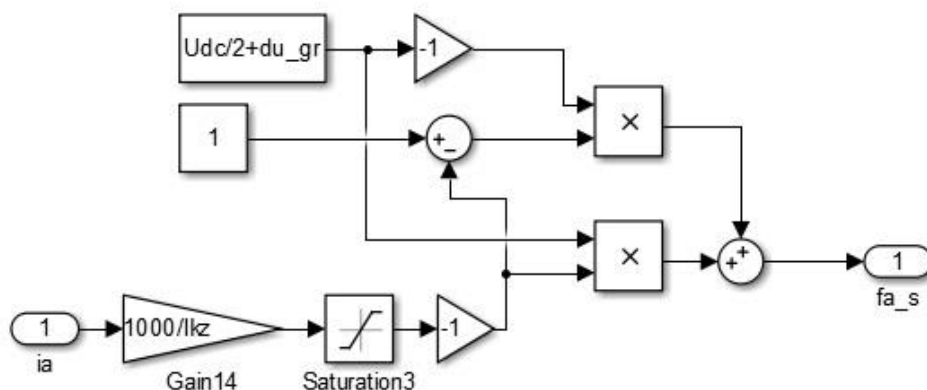


Рисунок 2.15 – Блок «Fault in leg of phase A», реализующий выход из строя обоих транзисторов в стойке фазы А инвертора.

Порядок выполнения работы

1. Собрать модель трехфазного инвертора в Matlab, реализованную средствами библиотеки *SimPowerSystems* с идеальными ключами и синусоидальной ШИМ. Тип двигателя и параметры обмоток выбрать согласно номеру варианта из Таблицы 4. Основные параметры моделирования и параметры конфигурации модели в Simulink приведены в Таблице 1.1 и Таблице 1.2 (см. Лабораторная работа 1).
2. Рассчитать в общем виде функцию мгновенного значения напряжение на фазах двигателя при выходе из строя одного из ключей инвертора. Выбрать свой вариант из Таблицы 2.1.
3. Рассчитать в общем виде функцию мгновенных значений токов в фазах при межвитковом замыкании. Выбрать свой вариант из Таблицы 2.2.
4. Рассчитать в общем виде функцию мгновенных значений токов в фазах при межфазном замыкании. Выбрать свой вариант из Таблицы 2.3.
5. Рассчитать в общем виде функцию мгновенных значений токов в фазах при замыкании на корпус двигателя. Выбрать свой вариант из Таблицы 8.
6. Промоделировать свой вариант в Матлаб из пп.2 средствами библиотеки *SimPowerSystems* со следующими параметрами обобщенного управляющего воздействия: $u_0 = 1$, $u_0 = 0,5$, $u_0 = 0,3$. Построить графики токов. На том же

- рисунке построить графики рассчитанных функций мгновенных значений токов. Сравнить результаты. Построить спектральный состав каждого тока.
7. Промоделировать свой вариант в Матлаб из пп.3 средствами библиотеки *SimPowerSystems* со следующими параметрами обобщенного управляющего воздействия: $u_0 = 1$, $u_0 = 0,5$, $u_0 = 0,3$. Построить графики токов. На том же рисунке построить графики рассчитанных функций мгновенных значений токов. Сравнить результаты. Построить спектральный состав каждого тока.
 8. Промоделировать свой вариант в Матлаб из пп.4 средствами библиотеки *SimPowerSystems* со следующими параметрами обобщенного управляющего воздействия: $u_0 = 1$, $u_0 = 0,5$, $u_0 = 0,3$. Построить графики токов. На том же рисунке построить графики рассчитанных функций мгновенных значений токов. Сравнить результаты. Построить спектральный состав каждого тока.
 9. Промоделировать свой вариант в Матлаб из пп.5 средствами библиотеки *SimPowerSystems* со следующими параметрами обобщенного управляющего воздействия: $u_0 = 1$, $u_0 = 0,5$, $u_0 = 0,3$. Построить графики токов. На том же рисунке построить графики рассчитанных функций мгновенных значений токов. Сравнить результаты. Построить спектральный состав каждого тока.
 10. Собрать аналитическую модель трехфазного инвертора в Matlab по дифференциальным уравнениям. Промоделировать согласно заданиям в пп. 2-5. Сравнить результаты с результатами моделирования средствами библиотеки *SimPowerSystems*.

Содержание отчета

1. Модели трехфазного инвертора в Matlab в нештатных режимах работы энергетической подсистемы электропривода, реализованные средствами библиотеки *SimPowerSystems* с идеальными ключами.
2. Расчет мгновенных значений токов в общем виде для пп.2-5 *Порядка выполнения работы*.
3. Графики и спектры токов в пп.6-9 *Порядка выполнения работы*.

4. Сравнение графиков токов, полученных в пп.2-5, пп.6-9 и п.10 *Порядка выполнения работы* соответственно.

Исходные данные

Таблица 2.1. Выход из строя ключей в стойке.

Номер варианта	Вид ШИМ	Вышедший из строя ключ
1	Синусоидальная	VT1
2	Синусоидальная	VT2
3	Синусоидальная	VT3
4	Синусоидальная	VT4
5	Синусоидальная	VT5
6	Синусоидальная	VT6
7	Синусоидальная с третьей гармоникой	VT1
8	Синусоидальная с третьей гармоникой	VT2
9	Синусоидальная с третьей гармоникой	VT3
10	Синусоидальная с третьей гармоникой	VT4
11	Синусоидальная с третьей гармоникой	VT5
12	Синусоидальная с третьей гармоникой	VT6

Таблица 2.2. Межвитковое замыкание в фазах.

Номер варианта	Вид ШИМ	Фаза с межвитковым замыканием	k
1	Синусоидальная	А	0,1
2	Синусоидальная	В	0,2
3	Синусоидальная	С	0,15
4	Синусоидальная	А и В	0,1
5	Синусоидальная	А и С	0,2
6	Синусоидальная	В и С	0,15
7	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А	0,1
8	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	В	0,2
9	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	С	0,15
10	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А и В	0,1
11	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А и С	0,2
12	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	В и С	0,15

Таблица 2.3. Варианты межфазного замыкания.

Номер варианта	Вид ШИМ	Фазы	k	$R_{\Phi 3}$ Ом
1	Синусоидальная	А и В	0,1	5
2	Синусоидальная	А и С	0,2	5
3	Синусоидальная	В и С	0,15	5
4	Синусоидальная	А и В	0,1	3
5	Синусоидальная	А и С	0,2	3
6	Синусоидальная	В и С	0,15	3
7	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А и В	0,1	4
8	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А и С	0,2	4
9	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	В и С	0,15	4
10	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А и В	0,1	2
11	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А и С	0,2	2
12	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	В и С	0,15	2

Таблица 2.4. Замыкание на корпус двигателя.

Номер варианта	Вид ШИМ	Фазы	R_{ground}
1	Синусоидальная	А	4
2	Синусоидальная	В	4
3	Синусоидальная	С	4
4	Синусоидальная	А	3
5	Синусоидальная	В	3
6	Синусоидальная	С	3
7	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А	4
8	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	В	4
9	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	С	4
10	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	А	3
11	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	В	3
12	Синусоидальная с предмодуляцией третьей гармоникой	С	3

Лабораторная работа №3

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Цель работы

Исследование характерных особенностей настройки систем управления током электропривода на базе синхронной машины с постоянными магнитами и анализ различных режимов работы.

Краткие пояснения

Данная лабораторная работа является продолжением первых двух лабораторных работ. Здесь будет использоваться только аналитическая модель трехфазного инвертора с СМПМ, полученная в Лабораторной работе 1.

Система уравнений аналитической модели СМПМ при использовании синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_a(t) = u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(p\alpha(t)) + e_a(t), \\ \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_b(t) = u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) + e_b(t), \\ \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_c(t) = u_0(t) \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}) + e_c(t). \end{cases} \quad (3.1)$$
$$M(t) = -\frac{(e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t))}{\Omega(t)}$$
$$e_a(t) = -c_e \Omega(t) \sin(p\alpha(t)),$$
$$e_b(t) = -c_e \Omega(t) \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}),$$
$$e_c(t) = -c_e \Omega(t) \sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}).$$

Этим уравнениям соответствует уравнение момента СМПМ, устанавливающее его зависимость от обобщенного управляющего воздействия $u_0(t)$:

$$T_e \frac{d(M(t))}{dt} + M(t) = \frac{1,5c_e}{R} \left(\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} u_0(t) - c_e \Omega(t) \right) - T_e c_e p \Omega(t) \left(i_a(t) \cos(p\alpha(t)) + i_b(t) \cos(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}) + i_c(t) \cos(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) \right), \quad (3.2)$$

где $T_e = \frac{L}{R}$ – электромагнитная постоянная времени. Второе слагаемое снижает результирующий момент по причине наличия индуктивности (т.е. наличия

фазового сдвига между токами и напряжениями). Для следящих электроприводов характерны режимы, при которых $p\Omega \ll 1/T_e$, угол сдвига фаз между током и напряжением близок к нулю и соответственно данным слагаемым можно пренебречь:

$$T_e \frac{d(M(t))}{dt} + M(t) = \frac{1,5c_e}{R} \left(\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} u_0(t) - c_e \Omega(t) \right). \quad (3.3)$$

В случае, когда этим слагаемым нельзя пренебречь, вводят компенсирующие поправки по напряжению. В такой ситуации удобнее рассматривать модель СМПМ в системе координат (d, q) , ориентированной по магнитной оси ротора:

$$\begin{aligned} \frac{dI_d}{dt} &= \frac{1}{L} (U_d - RI_d + p\Omega LI_q) \\ \frac{dI_q}{dt} &= \frac{1}{L} (U_q - RI_q - p\Omega LI_d - p\Omega \Psi) \\ M &= \frac{3}{2} p\psi I_q \end{aligned} \quad (3.4)$$

где

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(i_a \sin(p\alpha + \frac{\pi}{3}) + i_b \sin(p\alpha) \right) \\ I_q &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(i_a \cos(p\alpha + \frac{\pi}{3}) + i_b \cos(p\alpha) \right) \\ U_d &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(u_a \sin(p\alpha + \frac{\pi}{3}) + u_b \sin(p\alpha) \right) \\ U_q &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(u_a \cos(p\alpha + \frac{\pi}{3}) + u_b \cos(p\alpha) \right) \end{aligned}$$

Ψ – потокосцепление ротора; u_a, u_b, u_c – падения напряжения на фазах СМПМ.

Компенсирующие поправки можно рассчитать так:

$$\begin{aligned} U_{kd} &= -p\Omega LI_q \\ U_{kq} &= p\Omega LI_d + p\Omega \Psi \end{aligned} \quad (3.6)$$

А преобразование напряжения из системы координат (d, q) в систему координат (a, b, c) осуществляется следующим образом:

$$\begin{aligned} u_a &= U_d \cos(p\alpha) - U_q \sin(p\alpha) \\ u_b &= U_d \cos(p\alpha - \frac{2\pi}{3}) - U_q \sin(p\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c &= -(u_a + u_b) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Кроме удобства введения компенсирующих поправок, модель СМПМ в системе координат (d, q) других преимуществ не дает.

Наличие искажений напряжения и пульсаций момента не только ухудшает точностные характеристики электропривода. При идентификации параметров объекта управления для настройки регуляторов уже нельзя пользоваться

линейными моделями (3.1) и (3.4). На рис. 3.1 изображены АЧХ и ФЧХ передаточной функции от обобщенного управляющего воздействия $u_0(t)$ к моменту СМПМ $M(t)$. Результаты сильно отличаются при разных амплитудах задающей синусоиды $u_{0\text{амп}}$, что может привести к неправильной оценке параметров модели и, как следствие, настройке неустойчивой системы управления. Нежелательные пульсации момента можно устранить введением контура тока в систему управления. Идентификацию параметров модели необходимо производить с учетом особенностей энергоподсистемы электропривода на базе СМПМ.

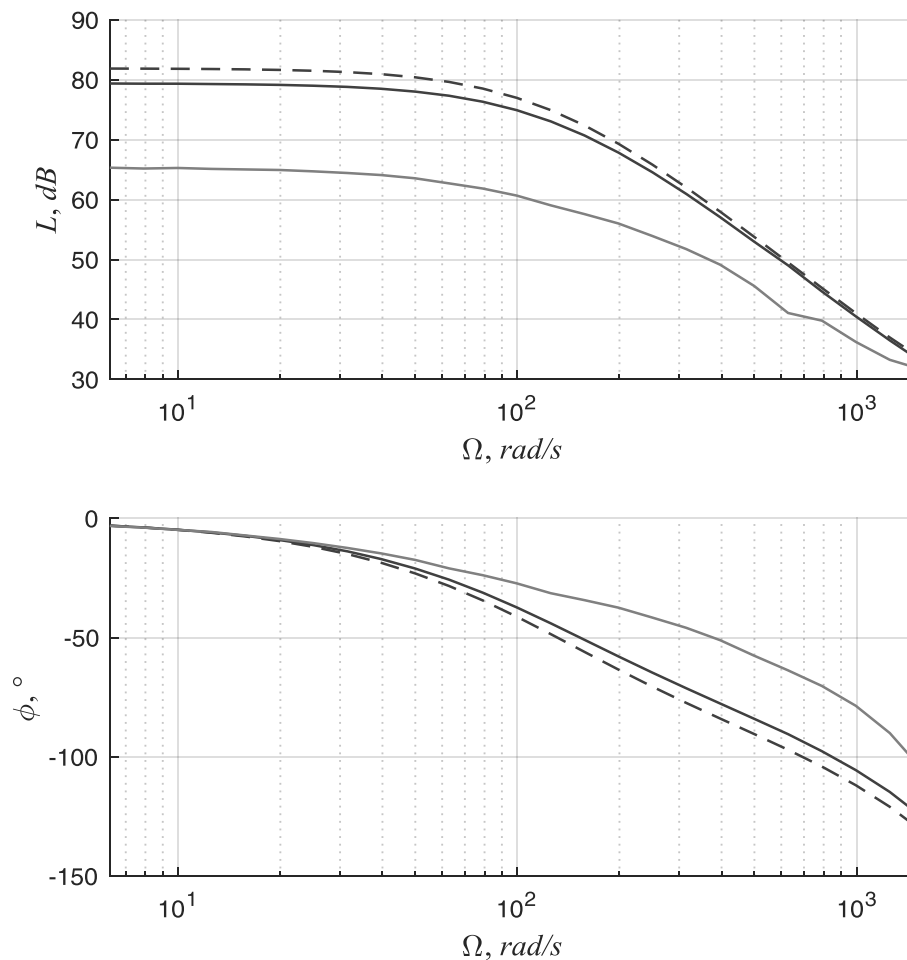


Рисунок 3.1 – АЧХ ($L(\Omega)$) и ФЧХ ($\phi(\Omega)$) передаточной функции от обобщенного управляющего воздействия $u_0(t)$ к моменту СМПМ $M(t)$ при отсутствии «мертвого времени» (пунктирный график) и при его наличии при разных амплитудах задающей синусоиды $u_{0.амп}$: 0,5 (черный сплошной график) и 0,1 (серый сплошной график).

Добиться желаемого значения момента СМПМ $M(t)$ можно, варьируя величины I_m и ψ в формулах для токов в системе координат (a, b, c) :

$$\begin{aligned}
i_a(t) &= I_m \sin(p\alpha(t) + \psi), \\
i_b(t) &= I_m \sin(p\alpha(t) + \psi - \frac{2\pi}{3}), \\
i_c(t) &= I_m \sin(p\alpha(t) + \psi + \frac{2\pi}{3}), \\
M(t) &= \frac{3}{2} c_e I_m \cos(\psi),
\end{aligned} \tag{3.8}$$

или варьируя I_q в формуле (3.4) в системе координат (d, q) . Максимальная эффективность использования инвертора достигается при поддержании значения ψ близкого к 0 в системе координат (a, b, c) , что аналогично поддержанию значения I_d близкого к 0 в системе координат (d, q) . Очевидно, что:

$$\begin{aligned}
I_d &= I_m \sin \psi \\
I_q &= I_m \cos \psi
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Регулятор тока в abc координатах. Итак, уравнение зависимости момента от фазных токов

$$M = c_e \left(\sin(p\alpha) i_a + \sin(p\alpha + \frac{2\pi}{3}) i_b + i_c \sin(p\alpha - \frac{2\pi}{3}) \right) \tag{3.10}$$

Введем обозначение обобщенного тока i_0 :

$$i_0 = \frac{2}{3} \left(\sin(p\alpha) i_a + \sin(p\alpha + \frac{2\pi}{3}) i_b + i_c \sin(p\alpha - \frac{2\pi}{3}) \right). \tag{3.11}$$

Тогда формула момента $M(t)$ примет вид:

$$M(t) = \frac{3}{2} c_e i_0(t), \tag{3.12}$$

т.е. управляя величиной $i_0(t)$, можно однозначно задавать момент $M(t)$.

Стоит отметить, что токи чаще всего в электроприводе измеряются не в амперах, а в единицах АЦП, с которого значения поступают на управляющий микроконтроллер:

$$\begin{aligned}
i_{a.dm} &= k_{dm} i_a, \\
i_{b.dm} &= k_{dm} i_b, \\
i_{c.dm} &= k_{dm} i_c,
\end{aligned} \tag{3.13}$$

где k_{dm} – коэффициент передачи датчика тока. Тогда:

$$i_{0.dm} = \frac{2}{3} \left(\sin(p\alpha) i_{a.dm} + \sin(p\alpha - \frac{2\pi}{3}) i_{b.dm} + i_{c.dm} \sin(p\alpha + \frac{2\pi}{3}) \right), \tag{3.14}$$

$$M = \frac{3}{2} \frac{c_e}{k_{dm}} i_{0.dm}. \tag{3.15}$$

Тогда формула (3.3) принимает вид:

$$T_e \frac{d(i_{0.dm}(t))}{dt} + i_{0.dm}(t) = \frac{k_{dm}}{R} \left(\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} u_0(t) - c_e \Omega(t) \right). \tag{3.16}$$

Формула (3.16) соответствует идеальному инвертору. Система уравнений токов для трехфазного инвертора с «мертвым временем» имеет вид:

$$\begin{cases} \left(R + L \frac{d}{dt}\right) i_a(t) = U_a(t) - \frac{1}{3}(2\Delta U_a(t) - \Delta U_b(t) - \Delta U_c(t)) + e_a(t), \\ \left(R + L \frac{d}{dt}\right) i_b(t) = U_b(t) - \frac{1}{3}(2\Delta U_b(t) - \Delta U_a(t) - \Delta U_c(t)) + e_b(t), \\ \left(R + L \frac{d}{dt}\right) i_c(t) = U_c(t) - \frac{1}{3}(2\Delta U_c(t) - \Delta U_b(t) - \Delta U_a(t)) + e_c(t). \end{cases} \quad (3.17)$$

В этом случае:

$$T_e \frac{d(i_{0.\partial m}(t))}{dt} + i_{0.\partial m}(t) = \frac{k_{\partial m}}{R} \frac{U_{DC} - 2\Delta u_{const}}{\sqrt{3}} u_0(t) - f_{инв}(t) \quad (3.18)$$

где

$$f_{инв} = \frac{k_{\partial m}}{R} \left(c_e \Omega + \frac{2}{3} \tau (U_{DC} - 2\Delta u_{const}) \left(\sin(p\alpha) \text{sign}(i_a) + \sin(p\alpha - \frac{2\pi}{3}) \text{sign}(i_b) + \sin(p\alpha + \frac{2\pi}{3}) \text{sign}(i_c) \right) \right). \quad (3.19)$$

Таким образом, объект управления можно представить апериодическим звеном первого порядка, на которое действует возмущение $f_{инв}(t)$. Единственным ограничением при настройке контура тока является частота ШИМ. Возмущение $f_{инв}(t)$ можно считать медленно меняющимся, т.к. оно зависит от угла поворота и скорости ротора, а также от знака фазных токов. Как уже было отмечено, скорость вращения следящего электропривода в данной ситуации пренебрежимо мала, а фазные токи пересекают ноль в те же самые моменты, что и синус, на который они помножаются. Тогда передаточная функция объекта имеет вид:

$$W_{об.м}(s) = \frac{i_{0.\partial m}(s)}{u_0(s)} = \frac{K_{об.\partial m}}{T_e s + 1}, \quad (3.20)$$

где

$$K_{об.\partial m} = \frac{k_{\partial m}}{R} \frac{U_{DC} - 2\Delta u_{const}}{2} \text{ при синусоидальной ШИМ,}$$

$$K_{об.\partial m} = \frac{k_{\partial m}}{R} \frac{U_{DC} - 2\Delta u_{const}}{\sqrt{3}} \text{ при синусоидальной ШИМ с предмодуляцией}$$

третьей гармоникой и при векторной ШИМ.

В качестве регулятора тока чаще всего используют ПИ-регулятор:

$$W_{рег.м}(s) = \frac{u_0(s)}{ei_{0.\partial m}(s)} = \frac{K_{n.м}s + K_{u.м}}{s}, \quad (3.22)$$

с настройкой на линейный оптимум:

$$W_m(s) = \frac{i_{0.\partial m}(s)}{i_{0.зад}(s)} = \frac{1}{T_T s + 1}, \quad (3.23)$$

где $ei_{0.0m} = i_{0.зад} - i_{0.0m}$ - ошибка по току, $i_{0.зад}$ - задание по току в единицах датчика тока, $K_{n.m}$ и $K_{u.m}$ - пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора, $W_m(s)$ - передаточная функция замкнутой системы управления током, T_T - настраиваемая постоянная времени замкнутой системы управления контуром тока. Коэффициенты регулятора рассчитываются следующим образом:

$$K_{n.m} = \frac{T_e}{K_{об.м} T_T},$$

$$K_{u.m} = \frac{1}{K_{об.м} T_T}.$$
(3.24)

На рисунке 3.2 изображены частотные характеристики системы управления током с идеальным инвертором и с инвертором с «мертвым временем». В полосе пропускания характеристики не сильно отличаются. В полосе заграждения отличия также не существенны. Таким образом, при дальнейшем анализе формула (3.23) может считаться передаточной функцией линеаризованной замкнутой системы управления током СМПИМ.

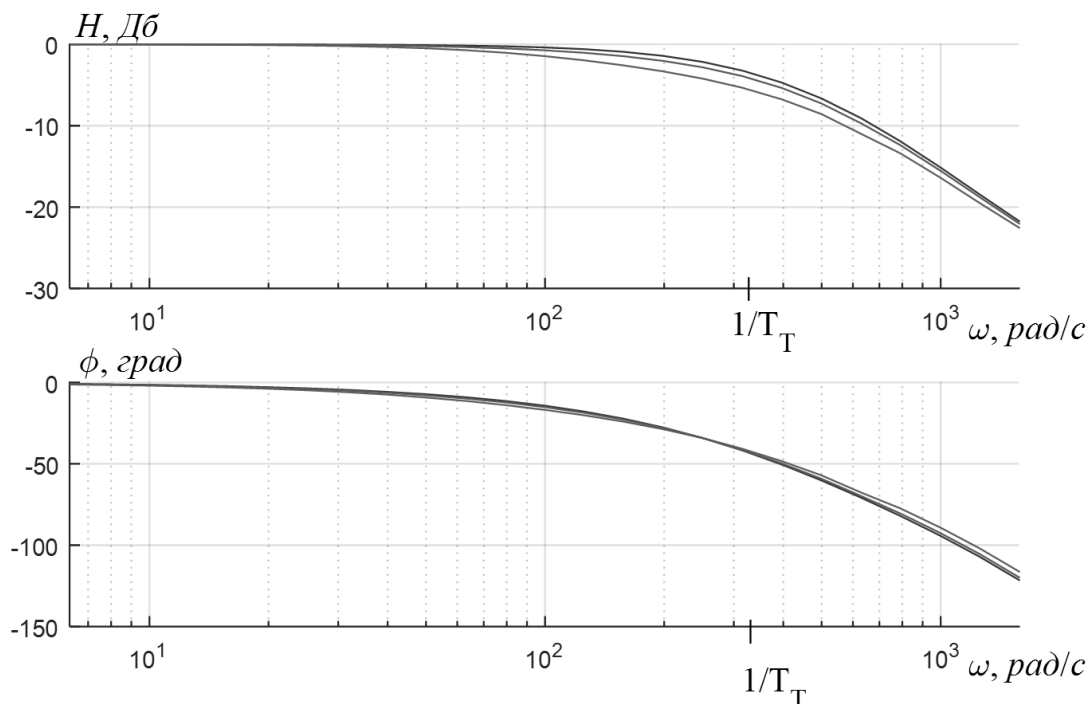


Рисунок 3.2 – Частотные характеристики передаточной функции замкнутой системы управления током: с идеальным инвертором (черный график), при наличии «мертвого времени» с амплитудой задающей синусоиды 0.9 от максимально возможного значения (темно-серый график), при наличии «мертвого времени» с амплитудой задающей синусоиды 0.3 от максимально возможного значения (светло-серый график).

Регулятор тока в dq координатах. Рассмотрим замкнутую систему по току в (d, q) координатах. Введем новые переменные u_d и u_q следующим образом:

$$\begin{aligned}\gamma_a^* &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(u_d(t) \cos(p\alpha(t)) - u_q(t) \sin(p\alpha(t)) + \frac{1}{6} \sin(3p\alpha(t)) \right), \\ \gamma_b^* &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(u_d(t) \cos(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) - u_q(t) \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} \sin(3p\alpha(t)) \right), \\ \gamma_c^* &= -(\gamma_a^* + \gamma_b^*) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(3p\alpha(t)).\end{aligned}\quad (3.25)$$

Тогда напряжения на соответствующих стойках инвертора рассчитываются, как:

$$\begin{aligned}U_a &= \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \left(u_d(t) \cos(p\alpha(t)) - u_q(t) \sin(p\alpha(t)) + \frac{1}{6} \sin(3p\alpha(t)) \right), \\ U_b &= \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \left(u_d(t) \cos(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) - u_q(t) \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} \sin(3p\alpha(t)) \right), \\ U_c &= -(U_a + U_b) + \frac{U_{DC}}{2\sqrt{3}} \sin(3p\alpha(t)).\end{aligned}\quad (3.26)$$

А фазные напряжения будут выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned}u_a &= \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \left(u_d(t) \cos(p\alpha(t)) - u_q(t) \sin(p\alpha(t)) \right), \\ u_b &= \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \left(u_d(t) \cos(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) - u_q(t) \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) \right), \\ u_c &= -(u_a + u_b).\end{aligned}\quad (3.27)$$

В таком случае напряжения в (d, q) координатах рассчитываются:

$$\begin{aligned}U_d &= \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} u_d(t), \\ U_q &= \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} u_q(t).\end{aligned}\quad (3.28)$$

Модель СМПИМ при наличии «мертвого времени» в системе координат (d, q) имеет вид:

$$\begin{aligned}\left(1 + T_e \frac{d}{dt}\right) I_{d.\partial m} &= \frac{(U_{DC} - 2\Delta u_{const}) k_{\partial m}}{\sqrt{3}R} u_d(t) + f_d, \\ \left(1 + T_e \frac{d}{dt}\right) I_{q.\partial m} &= \frac{(U_{DC} - 2\Delta u_{const}) k_{\partial m}}{\sqrt{3}R} u_q(t) + f_q.\end{aligned}\quad (3.29)$$

где

$$f_d = \frac{p\Omega L}{R} I_{q.\partial m} + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\tau k_{\partial m} (U_{DC} - 2\Delta u_{const})}{R} \left(\sin(p\alpha + \frac{\pi}{3}) \text{sign}(i_a) + \right. \\ \left. + \sin(p\alpha) \text{sign}(i_b) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(p\alpha + \frac{\pi}{6}) (\text{sign}(i_a) + \text{sign}(i_b) + \text{sign}(i_c)) \right), \\ f_q = -\frac{p\Omega L}{R} I_{d.\partial m} + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\tau k_{\partial m} (U_{DC} - 2\Delta u_{const})}{R} \left(\text{sign}(i_a) \cos(p\alpha + \frac{\pi}{3}) + \right. \\ \left. + \text{sign}(i_b) \cos(p\alpha) - \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(p\alpha + \frac{\pi}{6}) (\text{sign}(i_a) + \text{sign}(i_b) + \text{sign}(i_c)) \right) - \frac{p\Omega \Psi k_{\partial m}}{R},$$

$I_{d.\partial m}$ и $I_{q.\partial m}$ – фазные токи измеряемые в единицах АЦП в системе координат (d, q) .

Анализируя объект управления (3.29) в системе координат (d, q) , можно сделать вывод, что его динамика не отличается от динамики объекта управления в системе координат (abc) . Поэтому регулятор тока обладает такой же структурой и такими же коэффициентами, но характер возмущений f_d и f_q отличается от характера возмущения $f_{инв}$. Несмотря на это, оба регулятора одинаково хорошо справляются с отработкой задания по току при изменении угла поворота ротора.

Идентификация параметров. Для настройки системы регулирования тока с регулятором тока в системе координат (abc) или (d, q) и для анализа объекта управления необходимо знать параметры $K_{об.\partial m}$ и T_e . В данной работе рассматривается частотный метод идентификации.

Объект – нелинейный, поэтому при неправильно поставленном эксперименте частотный метод идентификации дает результаты, отличающиеся на порядок от реальных значений. При максимальных значениях амплитуд задающих синусоид можно получить результаты, близкие к реальным значениям, однако чаще всего такие сигналы в таком эксперименте подать нельзя. Это связано с тем, что напряжение источника питания выбирается существенно выше необходимого. Запас по напряжению источника питания обусловлен возможностью уменьшения времени переходных процессов для требуемых максимальных токов в техническом задании на электропривод. Кроме этого, выбор источника питания возможен только из определенного ряда номинальных значений напряжений.

Идентификация параметров линейной модели инвертора. Рассмотрим идентификацию параметров объекта управления (3.16) с передаточной функцией (3.23) по переходной характеристике. В соответствии с формулой (3.23) при постоянном значении u_0 за интервал измерения токов $[t_0, t_1]$ для идеального инвертора можно записать:

$$i_{0.\partial m}(t_1) = (i_{0.\partial m}(t_0) - K_{об.\partial m} u_0(t_0)) e^{-\frac{t_1 - t_0}{T_e}} - K_{об.\partial m} u_0(t_0) \quad (3.31)$$

Если все измерения проводить с постоянным шагом по времени Δt , то (3.31) принимает вид:

$$i_{0.\partial m}(t + \Delta t) = (i_{0.\partial m}(t) - K_{об.\partial m} u_0(t)) e^{-\frac{\Delta t}{T_e}} - K_{об.\partial m} u_0(t) \quad (3.32)$$

или

$$i_{0.\partial m}(t + \Delta t) = K_1 i_{0.\partial m}(t) + K_2 u_0(t), \quad (3.33)$$

где

$$K_1 = e^{-\frac{\Delta t}{T_e}},$$

$$K_2 = K_{об.\partial m} (1 - K_1). \quad (3.34)$$

Таким образом, для n – измерений с шагом Δt можно записать так:

$$Y = H \cdot X, \quad (3.35)$$

где

$$Y = [i_{0.\partial m}(t_2) \quad i_{0.\partial m}(t_3) \quad \dots \quad i_{0.\partial m}(t_n)]^T,$$

$$H = \begin{bmatrix} i_{0.\partial m}(t_1) & u_0(t_1) \\ i_{0.\partial m}(t_2) & u_0(t_2) \\ \vdots & \vdots \\ i_{0.\partial m}(t_{n-1}) & u_0(t_{n-1}) \end{bmatrix},$$

$$X = [K_1 \quad K_2].$$

Применяя метод наименьших квадратов (МНК), имеем следующее:

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y$$

а неизвестные параметры в соответствии с формулой (3.35) вычисляются так:

$$\hat{T}_e = -\frac{\Delta t}{\ln(K_1)},$$

$$\hat{K}_{об.\partial m} = \frac{K_2}{1 - K_1}. \quad (3.36)$$

Идентификация параметров модели инвертора, учитывающей наличие «мертвого времени». С учетом наличия «мертвого времени» (3.18) за интервал измерения токов $[t_0, t_1]$ можно записать следующее:

$$i_{0.\partial m}(t_1) = (i_{0.\partial m}(t_0) - K_{об.\partial m} (u_0(t_0) - \tau f_{dead}(t_0))) e^{-\frac{t_1 - t_0}{T_e}} - K_{об.\partial m} (u_0(t_0) - \tau f_{dead}(t_0)), \quad (3.37)$$

где при синусоидальной ШИМ –

$$f_{dead}(t) = \frac{4}{3} \left(\sin(p\alpha(t)) \text{sign}(i_a(t)) + \sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}) \text{sign}(i_b(t)) + \right.$$

$$\left. + \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) \text{sign}(i_c(t)) \right),$$

при синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и векторной ШИМ –

$$f_{dead}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(\sin(p\alpha(t)) \text{sign}(i_a(t)) + \sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}) \text{sign}(i_b(t)) + \sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) \text{sign}(i_c(t)) \right).$$

В этом случае формула (3.33) принимает вид:

$$i_{0.\partial m}(t + \Delta t) = K_1 i_{0.\partial m}(t) + K_2 u_0(t) + K_3 f_{dead}(t), \quad (3.38)$$

где

$$\begin{aligned} K_1 &= e^{-\frac{\Delta t}{T_e}}, \\ K_2 &= K_{об.\partial m} (1 - K_1), \\ K_3 &= K_{об.\partial m} \tau (1 - K_1). \end{aligned} \quad (3.39)$$

Таким образом, для n – измерений с шагом Δt можно записать так:

$$Y = H \cdot X, \quad (3.40)$$

где

$$\begin{aligned} Y &= [i_{0.\partial m}(t_2) \quad i_{0.\partial m}(t_3) \quad \dots \quad i_{0.\partial m}(t_n)]^T, \\ H &= \begin{bmatrix} i_{0.\partial m}(t_1) & u_0(t_1) & f_{dead}(t_1) \\ i_{0.\partial m}(t_2) & u_0(t_2) & f_{dead}(t_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ i_{0.\partial m}(t_{n-1}) & u_0(t_{n-1}) & f_{dead}(t_{n-1}) \end{bmatrix}, \\ X &= [K_1 \quad K_2 \quad K_3]. \end{aligned}$$

Применяя МНК, имеем следующее:

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y,$$

а неизвестные параметры в соответствии с формулой (3.41) вычисляются так:

$$\begin{aligned} \hat{T}_e &= -\frac{\Delta t}{\ln(K_1)}, \\ \hat{K}_{об.\partial m} &= \frac{K_2}{1 - K_1}, \\ \hat{\tau} &= \frac{K_3}{K_2}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

У этого алгоритма есть свои недостатки, несмотря на то, что он учитывает наличие «мертвого времени». Искажение напряжения, связанное с «мертвым временем», оказывает такое же воздействие, как и управляющий сигнал u_0 . Отделить эти воздействия друг от друга в результатах эксперимента можно только при изменении одного из них относительно другого. Искажение напряжения, связанное с «мертвым временем», меняется при изменении знака $i_{0.\partial m}$. Даже при значении T_e выше на порядок значения Δt , время от изменения знака u_0 до изменения знака $i_{0.\partial m}$ будет сравнимо с Δt . Другими словами, при

значительном периоде изменения знака u_0 мы имеем плохо обусловленную задачу (рисунок 3.3).

В качестве минимизируемого функционала в предложенных алгоритмах идентификации используется сумма квадратов ошибок изменения $\Delta i_{0.\partial m}$ за время Δt , а не квадратов ошибок самого значения $i_{0.\partial m}$, что усиливает погрешность оценки параметров.

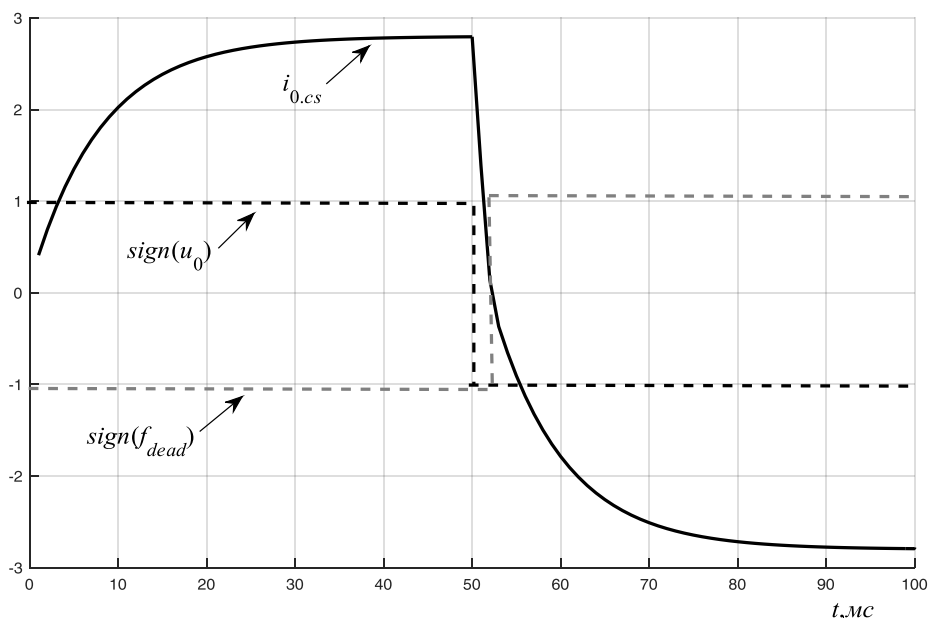


Рисунок 3.2. - Особенности идентификации параметров по переходной характеристике.

Таким образом, необходимо разделить идентификацию параметров $K_{ob.cs}$, T_e и τ .

Раздельная идентификация параметров модели инвертора, учитывающей наличие «мертвого времени». Параметры $K_{об.\partial m}$ и τ идентифицируются по установившимся значениям $i_{0.\partial m}$ при варьировании управляющего сигнала, причем удобнее варьировать не u_0 , а α в уравнениях сигналов управления ключами. Параметр T_e идентифицируется по реакции на скачок задающего сигнала u_0 при известных параметрах $K_{об.\partial m}$ и τ .

Обобщенный ток $i_{0.\partial m}$ в установившемся режиме равен:

$$i_{0.\partial m}(t) = K_{об.\partial m}(u_0(t) - \tau f_{dead}(t, \alpha)). \quad (3.39)$$

Таким образом, для n измерений можно записать так:

$$Y = H \cdot X, \quad (3.40)$$

где

$$Y = [i_{0.\partial m}(t_1) \quad i_{0.\partial m}(t_2) \quad \dots \quad i_{0.\partial m}(t_n)]^T,$$

$$H = \begin{bmatrix} u_0(t_1) & f_{dead}(t_1, \alpha_1) \\ u_0(t_2) & f_{dead}(t_2, \alpha_2) \\ \vdots & \vdots \\ u_0(t_n) & f_{dead}(t_n, \alpha_n) \end{bmatrix},$$

$$X = [K_1 \quad K_2].$$

Применяя МНК, имеем следующее:

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y$$

а неизвестные параметры в соответствии с формулой (3.39) вычисляются так:

$$\hat{K}_{об.\partial m} = K_1,$$

$$\hat{\tau} = \frac{K_2}{K_1}. \quad (3.41)$$

Можно производить идентификацию параметров по одному из фазных токов. Например, для тока фазы А:

$$i_{a.\partial m}(t) = K_{об.\partial m}(u_a(t) - \tau f_{dead.a}(t, \alpha)) \quad (3.42)$$

где при синусоидальной ШИМ –

$$f_{dead.a}(t, \alpha) = \frac{2}{3}(2\text{sign}(i_a) - \text{sign}(i_b) - \text{sign}(i_c)),$$

при синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и векторной ШИМ –

$$f_{dead.a}(t, \alpha) = \frac{1}{\sqrt{3}}(2\text{sign}(i_a) - \text{sign}(i_b) - \text{sign}(i_c)).$$

Тогда массивы данных в формуле (3.40) изменятся следующим образом:

$$Y = [i_{a.\partial m}(t_1) \quad i_{a.\partial m}(t_2) \quad \dots \quad i_{a.\partial m}(t_n)]^T,$$

$$H = \begin{bmatrix} u_a(t_1) & f_{dead.a}(t_1, \alpha_1) \\ u_a(t_2) & f_{dead.a}(t_2, \alpha_2) \\ \vdots & \vdots \\ u_a(t_n) & f_{dead.a}(t_n, \alpha_n) \end{bmatrix}, \quad (3.43)$$

$$X = [K_1 \quad K_2].$$

а неизвестные параметры вычисляются по формуле (3.42). Графики токов в результате эксперимента с изменением параметра α при постоянном значении u_0 изображены на рис. 3.4. Стоит отметить, что в формулах (3.40) и (3.43) присутствуют только те измерения, при которых все токи были не равны нулю. Это связано с тем, что когда один из фазных токов равен нулю, то искажение напряжения в этой фазе уже не соответствует формуле (3.19), а равно значению, достаточному для компенсации фазного напряжения.

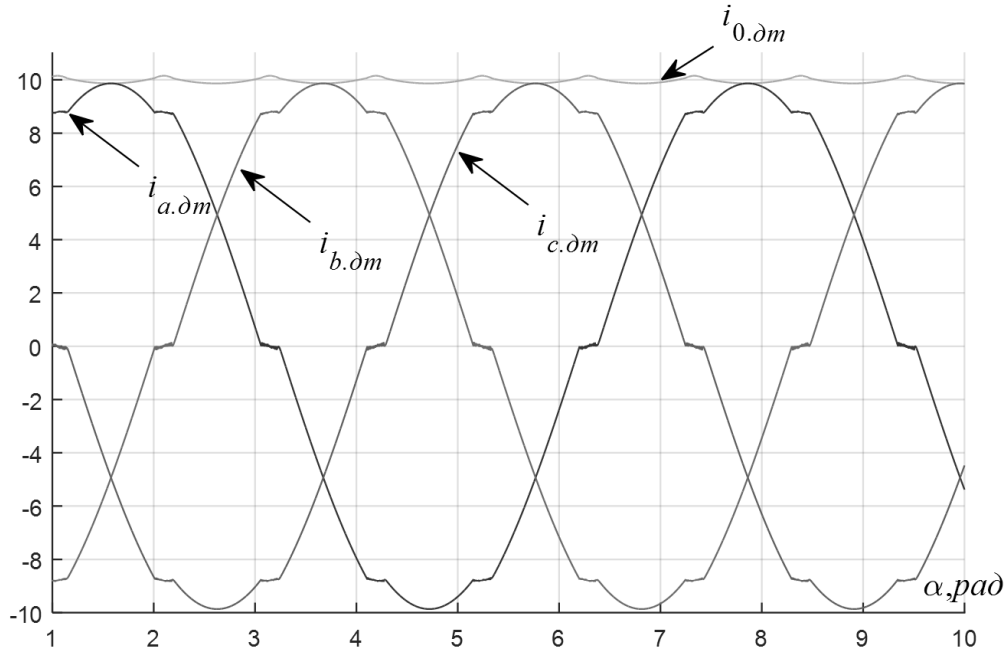


Рисунок 3.4 – Графики токов СМПМ и обобщенного тока $i_{0.cs}$ при идентификации параметров $K_{об.\partial m}$ и τ по результатам эксперимента с изменением параметра α .

В таком случае при известных оценках $\hat{K}_{об.\partial m}$ и $\hat{\tau}$:

$$i_{0.\partial m}(t + \Delta t) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t) - \hat{\tau}f_{dead}(t)) = (i_{0.\partial m}(t) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t) - \hat{\tau}f_{dead}(t)))K_1, \quad (3.44)$$

где

$$K_1 = e^{-\frac{\Delta t}{T_e}}. \quad (3.45)$$

Для n измерений с шагом Δt можно записать так:

$$Y = H \cdot X, \quad (3.46)$$

где

$$Y = \begin{bmatrix} i_{0.\partial m}(t_2) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_1) - \hat{\tau}f_{dead}(t_1)) \\ i_{0.\partial m}(t_3) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_2) - \hat{\tau}f_{dead}(t_2)) \\ \vdots \\ i_{0.\partial m}(t_n) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_{n-1}) - \hat{\tau}f_{dead}(t_{n-1})) \end{bmatrix},$$

$$H = \begin{bmatrix} i_{0.\partial m}(t_1) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_1) - \hat{\tau}f_{dead}(t_1)) \\ i_{0.\partial m}(t_2) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_2) - \hat{\tau}f_{dead}(t_2)) \\ \vdots \\ i_{0.\partial m}(t_{n-1}) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_{n-1}) - \hat{\tau}f_{dead}(t_{n-1})) \end{bmatrix},$$

$$X = [K_1].$$

Применяя МНК, имеем следующее:

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y$$

а неизвестный параметр \hat{T}_e в соответствии с формулой (3.45) вычисляется так:

$$\hat{T}_e = -\frac{\Delta t}{\ln(K_1)}. \quad (3.47)$$

В данном эксперименте функции u_0 и f_{dead} имеют кусочно-постоянный характер. Эта особенность может быть использована при выборе алгоритма обработки экспериментальных данных следующим образом:

$$\ln \left(\frac{i_{0.\partial m}(t) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t) - \hat{t}f_{dead}(t))}{(i_{0.\partial m}(t_{узм}(u_0, f_{dead}, t)) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t) - \hat{t}f_{dead}(t)))} \right) = -\frac{t - t_{узм}(u_0, f_{dead}, t)}{T_e}, \quad (3.48)$$

где $t_{узм}(u_0, f_{dead}, t)$ – время последнего изменения одной из функций u_0 или f_{dead} . Тогда массивы данных в формуле (3.47) изменятся так:

$$Y = \begin{bmatrix} \ln \left(\frac{i_{0.\partial m}(t_1) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_1) - \hat{t}f_{dead}(t_1))}{(i_{0.\partial m}(t_{узм}(u_0, f_{dead}, t_1)) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_1) - \hat{t}f_{dead}(t_1)))} \right) \\ \ln \left(\frac{i_{0.\partial m}(t_2) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_2) - \hat{t}f_{dead}(t_2))}{(i_{0.\partial m}(t_{узм}(u_0, f_{dead}, t_2)) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_2) - \hat{t}f_{dead}(t_2)))} \right) \\ \vdots \\ \ln \left(\frac{i_{0.\partial m}(t_n) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_n) - \hat{t}f_{dead}(t_n))}{(i_{0.\partial m}(t_{узм}(u_0, f_{dead}, t_n)) - \hat{K}_{об.\partial m}(u_0(t_n) - \hat{t}f_{dead}(t_n)))} \right) \end{bmatrix}, \quad (3.49)$$

$$H = \begin{bmatrix} t_{узм}(u_0, f_{dead}, t_1) - t_1 \\ t_{узм}(u_0, f_{dead}, t_2) - t_2 \\ \vdots \\ t_{узм}(u_0, f_{dead}, t_n) - t_n \end{bmatrix},$$

$$X = [K_1].$$

а неизвестный параметр \hat{T}_e вычисляется так:

$$\hat{T}_e = \frac{1}{K_1}. \quad (3.50)$$

Стоит отметить, что использование формулы (3.49) существенно меняет минимизируемый функционал. Ошибки по току $i_{0.\partial m}$ в конце переходного процесса будут иметь вес больше, чем в начале переходного процесса. Однако это можно исправить с помощью ОМНК. С другой стороны, в отличие от первого алгоритма, здесь вычисляется разница не между соседними измерениями, а между текущим значением и значением в начале интервала времени с постоянными u_0 и f_{dead} .

Особенности экспериментов при идентификации параметров. При настройке системы управления электроприводом датчики тока должны быть откалиброваны. Всегда присутствует аддитивная погрешность, создаваемая

измерительной схемой и АЦП. Кроме этого, элементы измерительных схем токов в каждой фазе могут отличаться по параметрам от номинальных значений, и поэтому может также присутствовать мультипликативная погрешность измерения токов. В общем случае:

$$\begin{aligned} i_{a.\partial m}(t) &= k_{\partial m} i_a(t) + \delta i_{a.\partial m}, \\ i_{b.\partial m}(t) &= k_{\delta b.\partial m} k_{\partial m} i_b(t) + \delta i_{b.\partial m}, \\ i_{c.\partial m}(t) &= k_{\delta c.\partial m} k_{\partial m} i_c(t) + \delta i_{c.\partial m}, \end{aligned} \quad (3.51)$$

где $\delta i_{a.\partial m}$, $\delta i_{b.\partial m}$, $\delta i_{c.\partial m}$ – аддитивные погрешности датчиков токов; $k_{\delta b.\partial m}$, $k_{\delta c.\partial m}$ – мультипликативные погрешности фаз b и c , а коэффициент передачи датчика тока фазы a считается эталонным.

С учетом вышеуказанных погрешностей датчиков тока формула для вычисления обобщенного тока i_0 преобразуется следующим образом:

$$\begin{aligned} i_{0.\partial m}(t) &= \frac{2}{3} \left(\sin(p\alpha(t)) i_{a.\partial m}(t) + \sin\left(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}\right) i_{b.\partial m}(t) + \right. \\ &+ \left. i_{c.\partial m}(t) \sin\left(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \right) + \frac{2}{3} \left(\sin(p\alpha(t)) \delta i_{a.\partial m} + \right. \\ &+ \left. \sin\left(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \delta i_{b.\partial m} + \sin\left(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \delta i_{c.\partial m} \right) + \\ &+ \frac{2}{3} \left((k_{\delta b.\partial m} - 1) \sin\left(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}\right) i_{b.\partial m}(t) + \right. \\ &+ \left. (k_{\delta c.\partial m} - 1) \sin\left(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}\right) i_{c.\partial m}(t) \right), \end{aligned} \quad (3.52)$$

где первое слагаемое – обобщенный ток $i_{0.\partial m}$ в идеальной системе, второе и третье слагаемые – пульсации тока $i_{0.\partial m}$, связанные с аддитивной и мультипликативной погрешностями соответственно. Эти погрешности влияют на результаты идентификации и создают пульсации момента в системе с замкнутым контуром тока, что снижает точность системы управления электроприводом в целом. Таким образом, перед идентификацией электрических параметров двигателя стоит оценить и скомпенсировать эти погрешности.

Аддитивные погрешности $\delta i_{a.\partial m}$, $\delta i_{b.\partial m}$, $\delta i_{c.\partial m}$ оцениваются по средним значениям токов в фазах при подаче управляющего сигнала $u_0 = 0$. Мультипликативные погрешности $k_{\delta b.\partial m}$, $k_{\delta c.\partial m}$ определить не так просто. Есть несколько причин, которые могут привести к различию в амплитудных значениях фазных токов. Ими могут оказаться мультипликативная погрешность датчиков тока или же несимметричная система сопротивлений фаз. И если в первом случае будут пульсации реального тока и момента при замкнутом контуре тока, то во втором случае контур тока, наоборот, будет подавлять эти пульсации. Решением этой проблемы является использование первого закона Кирхгофа при идентификации для узла, в котором соединяются все три фазы:

$$i_{a.\partial m}(t) + K_1 i_{b.\partial m}(t) + K_2 i_{c.\partial m}(t) = 0, \quad (3.53)$$

где

$$K_1 = \frac{1}{k_{\delta b.\delta m}},$$

$$K_2 = \frac{1}{k_{\delta c.\delta m}}.$$
(3.54)

Это связано с тем, что даже при несимметричной нагрузке система токов останется симметричной. Отсюда можно сделать вывод, что для компенсации мультипликативной погрешности датчиков тока необходимо иметь датчики тока во всех фазах СМПМ. Таким образом, для n – измерений можно записать так:

$$Y = H \cdot X, \quad (3.55)$$

где

$$Y = [i_{a.\delta m}(t_1) \quad i_{a.\delta m}(t_2) \quad \dots \quad i_{a.\delta m}(t_n)]^T,$$

$$H = \begin{bmatrix} -i_{b.\delta m}(t_1) & -i_{c.\delta m}(t_1) \\ -i_{b.\delta m}(t_2) & -i_{c.\delta m}(t_2) \\ \vdots & \vdots \\ -i_{b.\delta m}(t_n) & -i_{c.\delta m}(t_n) \end{bmatrix},$$

$$X = [K_1 \quad K_2].$$

Применяя МНК, получим следующее:

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y,$$

а неизвестные мультипликативные погрешности вычисляются так:

$$k_{\delta b.\delta m} = \frac{1}{K_1},$$

$$k_{\delta c.\delta m} = \frac{1}{K_2}.$$
(3.56)

Для идентификации по формуле (55) хорошо подходят данные эксперимента, изображенные на рисунке 3.4, так как они дают большое разнообразие соотношений трех токов. А вот изменение только сигнала u_0 дает небольшое разнообразие соотношений токов (оно присутствует за счет наличия «мертвого времени»).

Порядок выполнения работы

1. Собрать аналитическую модель трехфазного инвертора с подключенной СМПМ, учитывающую наличие «мертвого времени», в Matlab по дифференциальным уравнениям. Тип двигателя и параметры обмоток выбрать согласно номеру варианта из Таблицы 1.4. Основные параметры моделирования и параметры конфигурации модели в Simulink приведены в Таблице 1.1 и Таблице 1.2 (см. Лабораторная

работа 1). Использовать синусоидальную ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой.

2. Измерить R и L по реакции тока на скачок обобщенного управляющего воздействия $u_0 = 0,2$ при отсутствии «мертвого времени» ($\tau = 0$).
3. Измерить R и L по реакции тока на скачок обобщенного управляющего воздействия со следующими значениями: $u_0 = 0,1$; $u_0 = 0,2$; $u_0 = 0,4$; $u_0 = 0,8$, - и с «мертвым временем» $\tau = 0,02$. Сравнить результаты с п.2.
4. Выполнить пп.2 и 3, оценивая параметры R и L МНК. При расчете использовать модель статора двигателя с идеальным инвертором.
5. Выполнить п.3, оценивая параметры R и L МНК. При расчете использовать модель статора двигателя с инвертором с «мертвым временем». Сравнить результаты с п.4.
6. Смоделировать следующие погрешности датчиков тока:

$$i_{a.\dot{d}m}(t) = k_{\dot{d}m} i_a(t) + \delta i_{a.\dot{d}m},$$

$$i_{b.\dot{d}m}(t) = k_{\delta b.\dot{d}m} k_{\dot{d}m} i_b(t) + \delta i_{b.\dot{d}m},$$

$$i_{c.\dot{d}m}(t) = k_{\delta c.\dot{d}m} k_{\dot{d}m} i_c(t) + \delta i_{c.\dot{d}m}.$$

Необходимые значения параметров взять из Таблицы 3.1. На аналитической модели трехфазного инвертора с «мертвым временем» в Matlab по дифференциальным уравнениям (п.1) получить графики трех синусоид тока при управлении при значении обобщенного управляющего воздействия $u_0 = 0,2$. Сравнить результаты, полученные с идеальных датчиков тока и с датчиков тока с погрешностями.

7. По результатам п.6 оценить погрешности датчиков тока МНК. Построить аппроксимирующие кривые и сравнить с результатами п.7.
8. Собрать в Matlab и настроить контур тока в abc координатах. Осуществить настройку на технический оптимум. Проверить работу контура тока со следующим задающим воздействием:

$$i_a(t) = 0.1I_{кз} \sin(2\pi t),$$

$$i_b(t) = 0.1I_{кз} \sin(2\pi t - \frac{2\pi}{3}),$$

$$i_c(t) = 0.1I_{кз} \sin(2\pi t + \frac{2\pi}{3}),$$

где $I_{кз}$ - амплитуда тока короткого замыкания.

9. Собрать в Matlab и настроить контур тока в dq координатах. Осуществить настройку на технический оптимум. Сравнить работу контура тока с п.8.
10. Реализовать в Matlab модель инвертора с неисправностью одного из ключей (Таблица 3.2). Сравнить работу контуров тока из пп. 8-9. При моделировании считать, что электропривод движется линейно (с постоянной скоростью). Время моделирования и скорость задания подобрать так, чтобы изменение угла поворота двигателя соответствовало одному полному обороту за весь эксперимент. Построить график момента, развиваемого двигателем.
11. Реализовать в Matlab модель инвертора с погрешностями датчиков тока из п.6 и сравнить работу контуров тока из пп. 8-9. При моделировании считать, что электропривод движется линейно (с постоянной скоростью). Время моделирования и скорость задания подобрать так, чтобы изменение угла поворота двигателя соответствовало одному полному обороту за весь эксперимент. Построить график момента, развиваемого двигателем.
12. Собрать в Matlab и настроить контур тока в abc координатах. Осуществить настройку на максимальное быстродействие. Сравнить работу контура тока с п.8.

Содержание отчета.

1. Графики токов и управляющих сигналов в пп.2-7 *Порядка выполнения работы.*
2. Расчет R и L для пп.2-7 *Порядка выполнения работы.*

3. Аппроксимирующие графики токов, ошибки и расчет СКО ошибки для пп. 2-5.
4. Расчет регуляторов тока для пп. 8-12 *Порядка выполнения работы*.
5. Графики токов для пп. 8-12 *Порядка выполнения работы*.

Исходные данные

Таблица 3.1. Параметры датчиков тока и их погрешностей.

Номер варианта	$k_{\partial m}$	$\delta i_{a.\partial m}$	$\delta i_{b.\partial m}$	$\delta i_{c.\partial m}$	$k_{\delta b.\partial m}$	$k_{\delta c.\partial m}$
1	$32768/I_{\text{кз}}$	$0.01 I_{\text{кз}}$	$-0.005 I_{\text{кз}}$	$-0.008 I_{\text{кз}}$	1.01	0.998
2	$16384/I_{\text{кз}}$	$-0.01 I_{\text{кз}}$	$-0.005 I_{\text{кз}}$	$0.008 I_{\text{кз}}$	1.02	0.99
3	$8192/I_{\text{кз}}$	$0.01 I_{\text{кз}}$	$0.005 I_{\text{кз}}$	$-0.008 I_{\text{кз}}$	1.015	0.995
4	$4096/I_{\text{кз}}$	$0.01 I_{\text{кз}}$	$0.005 I_{\text{кз}}$	$0.008 I_{\text{кз}}$	1.005	0.997
5	$32768/I_{\text{кз}}$	$-0.01 I_{\text{кз}}$	$-0.005 I_{\text{кз}}$	$-0.008 I_{\text{кз}}$	1.003	1.01
6	$16384/I_{\text{кз}}$	$0.002 I_{\text{кз}}$	$-0.003 I_{\text{кз}}$	$-0.009 I_{\text{кз}}$	0.998	1.02
7	$8192/I_{\text{кз}}$	$0.002 I_{\text{кз}}$	$0.003 I_{\text{кз}}$	$-0.009 I_{\text{кз}}$	0.99	1.015
8	$4096/I_{\text{кз}}$	$0.002 I_{\text{кз}}$	$-0.003 I_{\text{кз}}$	$0.009 I_{\text{кз}}$	0.995	1.005
9	$32768/I_{\text{кз}}$	$0.002 I_{\text{кз}}$	$0.003 I_{\text{кз}}$	$0.009 I_{\text{кз}}$	0.997	0.998
10	$16384/I_{\text{кз}}$	0	$-0.003 I_{\text{кз}}$	$-0.009 I_{\text{кз}}$	0.994	0.99
11	$8192/I_{\text{кз}}$	$0.004 I_{\text{кз}}$	$-0.003 I_{\text{кз}}$	$-0.006 I_{\text{кз}}$	0.98	0.995
12	$4096/I_{\text{кз}}$	$0.006 I_{\text{кз}}$	$0.003 I_{\text{кз}}$	$-0.009 I_{\text{кз}}$	0.985	1.01

Здесь $I_{\text{кз}}$ - амплитуда тока короткого замыкания.

Таблица 3.2. Варианты выхода из строя ключей в стойке.

Номер варианта	Вышедший из строя ключ
1	VT1
2	VT2
3	VT3
4	VT4
5	VT5
6	VT6
7	VT1
8	VT2
9	VT3
10	VT4
11	VT5
12	VT6

Лабораторная работа №4

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ РАБОТЫ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Цель работы

Исследование и анализ пульсаций момента синхронной машины с постоянными магнитами, оказывающих влияние на точность электропривода.

Краткие пояснения

Предпочтительно в прецизионных электроприводах используются синхронные машины с постоянными магнитами (СМПМ). Их уникальное преимущество – снижение потерь в меди за счет отсутствия отдельных обмоток возбуждения и токов намагничивания. Высокая эффективность СМПМ позволяет использовать полностью закрытые конструкции с естественным охлаждением. Использование редкоземельных постоянных магнитов позволяет обеспечить высокую плотность магнитного потока в воздушном зазоре, что упрощает конструкцию двигателей непревзойденной удельной мощности. Высокие динамические характеристики достигаются за счет особенностей конструкции ротора. Благодаря этим качествам электропривода с СМПМ – чрезвычайно быстрые, компактные и надежные. С появлением неодим-железобор (NdFeB) магнитных материалов СМПМ получили широкое распространение. Благодаря своим свойствам неодимовые постоянные магниты пригодны для прецизионных задач.

Конструкция гладкого якоря была предложена в 1872 г. Гефнером Альтонеком для якоря барабанного типа. Крепление обмотки осуществлялось с помощью банджа из стальной проволоки, которая являлась источником добавочных потерь и частых замыканий секций обмотки. Большой немагнитный зазор требовал значительной магнитодвижущей силы (МДС) возбуждения, а поэтому габаритные размеры и масса машины были велики.

Переход к зубцовой конструкции якоря, осуществленный в 1882 г. Венштремом, помог устранить эти недостатки. Однако использование пазов для укладки обмотки одновременно привело к некоторому ухудшению рабочих характеристик и явилась со временем причиной, ограничивающей в исполнительных двигателях малой и средней мощности предельно возможное быстродействие.

В связи с техническим прогрессом в области создания новых изоляционных материалов, компаундов и смол на современном этапе появилась возможность вновь вернуться к идее гладкого якоря. Такое расположение значительно уменьшает индуктивность обмотки, что приводит к улучшению коммутации и уменьшению электрохимической постоянной времени, т.е. повышению быстродействия двигателя. Недостатком двигателя с гладким беспазовым якорем является наличие значительного немагнитного промежутка на пути магнитного потока полюсов, который здесь складывается из воздушного зазора и толщины обмотки якоря. По этой причине в качестве синхронных машин для

прецизионного электропривода чаще всего используют СМПМ с пазовыми обмотками.

Несмотря на то, что СМПМ – высокоэффективные электрические машины, неравномерность вращающего момента является основной проблемой, снижающей качество электроприводов на их основе. Пульсации момента вызваны несинусоидальным распределением магнитного потока в воздушном зазоре, недостатками реальной геометрии обмоток и переменным магнитным сопротивлением из-за пазов статора. Существует два основных источника пульсаций момента. Первый источник – момент, вызванный несинусоидальным распределением плотности магнитного потока в воздушном зазоре (момент гармоник). Второй – зубцовый момент, появляющийся в результате неравномерного распределения магнитной проницаемости статора.

Существует множество методов для уменьшения зубцового момента, таких как скос пазов и/или магнитов, изменение формы магнитов, введение вспомогательных пазов или зубцов, оптимизация соотношения полюсной дуги к полюсному шагу магнитов, использование дробного соотношения числа пазов к числу полюсов, и т.д. Однако ни один из методов не позволяет полностью устранить эти пульсации.

Зубцовые пульсации вращающего момента в синхронных машинах с постоянными магнитами. Рассмотрим подробнее причины возникновения зубцовых пульсаций момента. Зубцовый момент возникает в результате взаимодействия между постоянными магнитами, установленными на роторе, и зубцами статора.

Результирующий зубцовый момент для N_s пазов статора может быть получен либо численно, либо аналитически, учитывая угловой сдвиг пазов и применяя метод суперпозиций:

$$M_{cog} = \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n \alpha). \quad (4.1)$$

где N_c – наименьшее общее кратное $2p$ и N_s .

Анализируя формулу (4.1), можно сделать вывод, что порядок основной гармоники зубцового момента равен наименьшему общему кратному N_c числа полюсов ротора и пазов статора.

Пульсации момента гармоник синхронной машины с постоянными магнитами. СМПМ имеет статор с синусоидально распределенными трехфазными обмотками и ротор с постоянными магнитами. При сбалансированных синусоидальных токах в распределенных трехфазных обмотках статора формируется синусоидальная МДС в воздушном зазоре. Синусоидальное распределение потока ротора достигается за счет изменения формы магнитов и регулирования их направления намагничивания. Электромагнитный момент формируется в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора.

СМПМ может создавать постоянный электромагнитный момент, только если поток ротора, пронизывающий обмотки статора, идеально синусоидальный. Это

требует синусоидального пространственного распределения как обмоток статора, так и поля магнитов ротора. На практике идеальное синусоидальное распределение недостижимо, и противо-ЭДС содержит несколько высших гармоник, что приводит к устойчивым пульсациям момента. Противо-ЭДС всегда содержит некоторые высшие гармоники, в зависимости от формы магнитов:

$$\begin{aligned} e_a(t) &= -c_e \Omega(t) \left(\sin(p\alpha(t)) + \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \sin((2i+1)p\alpha(t)) \right), \\ e_b(t) &= -c_e \Omega(t) \left(\sin(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \sin((2i+1)p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}) \right), \\ e_c(t) &= -c_e \Omega(t) \left(\sin(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \sin((2i+1)p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}) \right), \end{aligned} \quad (4.2)$$

где c_e – конструктивная постоянная по противо-ЭДС, p – количество пар полюсов, K_i – амплитуда i -ой гармоники противо-ЭДС относительно первой.

Явнополюсная конструкция ротора учитывается в выражениях для индуктивностей каждой из фаз двигателя:

$$\begin{aligned} L_a(\alpha) &= L + L_2 \cos(2pa), \\ L_b(\alpha) &= L + L_2 \cos(2pa - \frac{2\pi}{3}), \\ L_c(\alpha) &= L + L_2 \cos(2pa + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (4.3)$$

где L – постоянная часть собственной индуктивности фазы, L_2 – амплитуда гармоники взаимной индуктивности МДС фазы с зубчатой структурой ротора.

В этом случае момент СМППМ можно разделить на три составляющие следующим образом:

$$M = M_{ME1} + M_{MEh} + M_{rel}, \quad (4.4)$$

где

$$\begin{aligned} M_{ME1} &= c_e \left(\sin(p\alpha) i_a + \sin(p\alpha - \frac{2\pi}{3}) i_b + \sin(p\alpha + \frac{2\pi}{3}) i_c \right), \\ M_{MEh} &= c_e \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \left(\sin((2i+1)p\alpha) i_a + \sin((2i+1)p\alpha - \frac{2\pi}{3}) i_b + \sin((2i+1)p\alpha + \frac{2\pi}{3}) i_c \right), \\ M_{rel} &= -\frac{1}{2} L_2 \left(i_a^2(t) \sin(2pa) + i_b^2(t) \sin(2pa - \frac{2\pi}{3}) + i_c^2(t) \sin(2pa + \frac{2\pi}{3}) \right). \end{aligned}$$

Первый член представляет собой вращающий момент M_{ME1} , обусловленный взаимодействием основной гармоники магнитного поля ротора с токами в фазах статора. Второй член – момент гармоник M_{MEh} , а третий – реактивный момент M_{rel} . При синусоидальных токах в обмотках статора имеем следующее:

$$\begin{aligned}
i_a(t) &= I_m \sin(p\alpha(t) + \psi), \\
i_b(t) &= I_m \sin(p\alpha(t) + \psi - \frac{2\pi}{3}), \\
i_c(t) &= I_m \sin(p\alpha(t) + \psi + \frac{2\pi}{3}),
\end{aligned} \tag{4.5}$$

где ψ – некий угол сдвига фаз, I_m – амплитуда фазных токов, основной момент принимает вид:

$$M_{ME1}(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \cos(\psi). \tag{4.6}$$

А оставшиеся два слагаемых можно рассчитать следующим образом:

$$M_{MEh}(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi), \tag{4.7}$$

$$M_{rel}(t) = -\frac{3}{8} L_2 I_m^2 \sin(2\psi) \tag{4.8}$$

На основании приведенных формул для составляющих электромагнитного момента можно сделать вывод, что существенное возмущающее воздействие производится пульсирующим моментом гармоник M_{MEh} , а реактивный момент M_{rel} лишь уменьшает основной момент M_{ME1} .

Модель электропривода с учетом нелинейностей синхронной машины с постоянными магнитами. Модель электропривода выглядит следующим образом:

$$\left\{ \begin{aligned}
u_a(t) &= i_a(t)R - e_a(t) + L \frac{d(i_a(t))}{dt}, \\
u_b(t) &= i_b(t)R - e_b(t) + L \frac{d(i_b(t))}{dt}, \\
u_c(t) &= i_c(t)R - e_c(t) + L \frac{d(i_c(t))}{dt}, \\
M(t) &= -\frac{(e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t))}{\Omega(t)} + M_{MEh}(t) + \\
&\quad + M_{rel}(t) + M_{cog}(t), \\
J_{\Sigma} \frac{d\Omega(t)}{dt} &= M(t) - M_c(t), \\
\frac{d\alpha(t)}{dt} &= \Omega(t).
\end{aligned} \right. \tag{4.9}$$

где J_{Σ} - момент инерции эквивалентной одномассовой нагрузки; M_c - момент сопротивления.

Момент гармоник M_{MEh} и зубцовый момент M_{cog} – основные компоненты момента внутренних возмущений машины. Стоит отметить, что гармонический состав момента гармоник включает в себя гармоники зубцового момента.

Момент гармоник имеет магнитоэлектрическую природу и зависит от тока в обмотках статора. Зубцовый момент возникает за счет изменения энергии постоянных магнитов и имеет реактивный характер. В связи с этими особенностями алгоритмы компенсации их влияния различны, и параметры моделей этих моментов внутренних возмущений идентифицируются отдельно. Это не простая задача по причине однообразия их гармонического состава.

Алгоритм компенсации влияния нелинейностей синхронной машины с постоянными магнитами с использованием таблиц поиска. Один из способов уменьшения пульсаций момента электрической машины - с помощью систем управления с таблицами поиска (lookup table). Построение таблицы поиска для компенсации пульсаций момента сводится к проведению эксперимента или серии экспериментов, в результате которых измеряется необходимый электромагнитный момент для движения с постоянной скоростью. Электромагнитный момент двигателя определяется из следующей формулы:

$$J_{\Sigma} \frac{d\Omega(t)}{dt} = M(t) - M_c(t), \quad (4.10)$$

причем

$$M = M_{ME1} + M_{MEh}(\alpha) + M_{rel}(\alpha) + M_{cog}(\alpha),$$

$$M_c = M_{fr}(\alpha) + M_{cab}(\alpha) + M_{disb}(\alpha),$$

где M_{fr} – момент трения, M_{cab} – момент кабельного перехода (принимается при постоянной скорости вращения линейным), M_{disb} – момент дисбаланса оптической оси. Вычисление $d\Omega/dt$ для прецизионного электропривода – сложная задача по причине низких скоростей вращения и возможного отсутствия датчика скорости на валу двигателя. При постоянной скорости динамический момент привода равен нулю:

$$M_{ME1}(t) = -M_{MEh}(\alpha) - M_{rel}(\alpha) - M_{cog}(\alpha) + M_{fr}(\alpha) + M_{cab}(\alpha) + M_{disb}(\alpha). \quad (4.11)$$

В случае, когда токи в обмотках ВД формируются по синусоидальному закону, в таблицу поиска записываются значения амплитуды тока I_m в зависимости от угла поворота α . Тогда таблица поиска будет содержать информацию о необходимом токе для компенсации всех возмущений. Но некоторые возмущения зависят от направления движения (M_{fr}), от знака и значения тока фаз СМППМ (M_{MEh}), или же со временем могут меняться (M_{fr} , M_{cab} , M_{disb}). Все это нельзя учесть при составлении таблицы поиска, и поэтому она может содержать меняющиеся во времени компоненты момента возмущения. При изменении этих компонент эффективность таблицы падает вплоть до того, что она станет создавать дополнительные возмущения. Кроме этого, существуют возмущения, носящие временный характер и неучтенные в (4.11).

Пульсации момента гармоник M_{MEh} и зубцового момента M_{cog} являются свойством СМППМ и не меняются со временем. Рассмотренный ниже алгоритм рассчитан только на компенсацию этих пульсаций, что является преимуществом по сравнению с таблицей поиска по причине вышеуказанных проблем.

Алгоритм компенсации момента зубцовых пульсаций и момента высших гармоник синхронной машины с постоянными магнитами. Формула

момента гармоник M_{MEh} (4.7) соответствует синусоидальным токам статора (4.5), поэтому для синтеза алгоритма компенсации необходимо замкнуть контур тока. В этом случае имеем следующее:

$$M(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \cos(\psi) + \frac{3}{2} c_e I_m \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi) + \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n\alpha). \quad (4.12)$$

Желаемый момент, согласно трехфазной модели ВД и при замкнутом контуре тока, выглядит так:

$$M(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \cos(\psi). \quad (4.13)$$

Тогда можно составить уравнение, которому должна удовлетворять вычисленная компенсация нелинейностей электрической машины:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} c_e I_m \cos(\psi) &= \frac{3}{2} c_e (I_m + I_m^*) \cos(\psi) + \\ &+ \frac{3}{2} c_e (I_m + I_m^*) \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi) + \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n\alpha), \end{aligned} \quad (4.14)$$

где I_m^* – добавка к заданию амплитуды тока I_m , компенсирующая пульсации момента гармоник и зубцового момента. В результате получим:

$$I_m^* = \frac{-\frac{2}{3} c_e^{-1} \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n\alpha) - I_m \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi)}{\cos(\psi) + \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi)}. \quad (4.15)$$

Уравнение (4.13) не учитывает динамические особенности контура тока, поэтому ошибка компенсации I_{err} будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned} I_{err} &= T_T \frac{dI_m^*}{dt} \cos(\psi) - 2p\Omega T_T (I_m + I_m^*) \times \\ &\times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} iK_i \sin(2pi\alpha - \psi) + \frac{2}{3} c_e^{-1} T_T N_c \Omega \times \\ &\times \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} nM_{sc,i} N_s \cdot \cos(N_c n\alpha) + T_T \left(\frac{dI_m}{dt} + \frac{dI_m^*}{dt} \right) \times \\ &\times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi) \end{aligned} \quad (4.16)$$

где T_T – постоянная времени, настроенного на линейный оптимум контура тока.

Тогда дифференциальное уравнение для электромагнитного момента принимает следующий вид:

$$T_T \frac{d(M(t))}{dt} = \frac{3}{2} c_e (I_m(t) + I_{err}(t)) - M(t). \quad (4.17)$$

Первый и последний член в (4.17) при компенсации невозможно учесть, так как необходимо вычислить производную тока, что невозможно без запаздывания на один период дискретизации T_d . Однако прецизионные электропривода обладают низкими частотами резонанса, поэтому полоса пропускания замкнутой системы много меньше полосы пропускания контура тока, т.е. этими членами можно пренебречь. С учетом оставшихся двух членов компенсация принимает вид:

$$I_m^* = \left(-\frac{2}{3} c_e^{-1} \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot (\sin(N_c n \alpha) + T_T N_c n \Omega(t) \sin(N_c n \alpha)) - \right. \\ \left. - I_m \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i (\cos(2 p i \alpha - \psi) - 2 p i \Omega(t) T_T \sin(2 p i \alpha - \psi)) \right) \times \\ \times \left(\cos(\psi) + \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i (\cos(2 p i \alpha - \psi) - 2 p i \Omega(t) T_T \sin(2 p i \alpha - \psi)) \right)^{-1}. \quad (4.18)$$

Таким образом, при известных параметрах $M_{sc,i}$, N_s , K_i , p , c_e компенсация (4.18) позволяет минимизировать пульсации электромагнитного момента, не учитывая влияние изменения тока в фазе. В случае, когда ошибкой компенсации I_{err} можно пренебречь, стоит использовать компенсацию (4.15), т.к. для ее вычисления не используется скорость вращения привода, сама формула проще и занимает меньше времени при вычислении на микроконтроллере.

Идентификация параметров моделей момента гармоник и зубцового момента. Идентификация параметров моделей момента гармоник и зубцового момента осуществляется при постоянной скорости, как и в случае с построением таблицы поиска. Тогда справедливо выражение (4.11), и при известном основном моменте СМППМ M_{MEI} можно оценить эти параметры. Необходимо определить параметры объекта управления контура скорости для поддержания постоянной скорости вращения, синтезировать и настроить регулятор скорости. Модель электропривода при замкнутом контуре тока имеет следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_T \frac{d(M(t))}{dt} = \frac{3}{2} c_e I_m(t) \cos(\psi) + \frac{3}{2} c_e I_m \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2 p i \alpha - \psi) + \\ \quad + \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n \alpha) - M(t), \\ J_{\Sigma} \frac{d\Omega(t)}{dt} = M(t) - M_c(t), \\ \frac{d\alpha(t)}{dt} = \Omega(t). \end{array} \right. \quad (4.19)$$

Стоит отметить, что измеряемый угол по датчику положения ротора $\alpha_{\partial n}$ отличается от угла поворота магнитной оси ротора α на постоянную величину:

$$\theta = p \alpha_{\partial n}(t) - p \alpha(t), \quad (4.20)$$

где θ – угол несоответствия нуля датчика положения ротора нулю электрического угла ϕ . Тогда (4.5) принимает вид:

$$\begin{aligned}
i_a(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) - \theta + \theta^*), \\
i_b(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) - \theta + \theta^* - \frac{2\pi}{3}), \\
i_c(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) - \theta + \theta^* + \frac{2\pi}{3}),
\end{aligned} \tag{4.21}$$

где θ^* – задаваемый параметр, позволяющий регулировать угол между магнитным потоком ротора и магнитным потоком статора.

Измерение зависимости основного момента M_{ME1} выполняется при наличии замкнутого контура скорости при постоянном задании. Точность измерения момента M_{ME1} зависит от точности поддержания заданной скорости. Наличие гармонических составляющих ошибки по скорости на частотах, соответствующих частотам момента гармоник и зубцового момента, приводит к погрешности идентификации параметров моделей этих моментов, и, соответственно, к возникновению таких же ошибок после введения компенсации. Понизить ошибку измерения момента M_{ME1} и, соответственно, погрешность компенсации можно, понизив скорость вращения или увеличив полосу пропускания замкнутой системы. Полоса пропускания ограничена резонансными частотами объекта управления. А низкая скорость вращения ротора приводит к увеличению времени эксперимента.

Итак, для вращения в положительную сторону запишем так:

$$\begin{aligned}
\frac{3}{2}c_e I_m^+(\alpha_{\partial n}) \cos(\theta^* - \theta) &= -\frac{3}{2}c_e I_m^+(\alpha_{\partial n}) \times \\
&\times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2\pi i \alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta) - \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n \alpha_{\partial n} - \theta^*) \\
&- M_{rel}^+(\alpha_{\partial n}) + M_{fr}^+(\alpha_{\partial n}) + M_{cab}(\alpha_{\partial n}) + M_{disb}(\alpha_{\partial n}).
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Для вращения в отрицательную сторону имеем следующее:

$$\begin{aligned}
\frac{3}{2}c_e I_m^-(\alpha_{\partial n}) \cos(\theta^* - \theta) &= -\frac{3}{2}c_e I_m^-(\alpha_{\partial n}) \times \\
&\times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2\pi i \alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta) - \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n \alpha_{\partial n} - \theta^*) \\
&+ M_{rel}^-(\alpha_{\partial n}) - M_{fr}^-(\alpha_{\partial n}) + M_{cab}(\alpha_{\partial n}) + M_{disb}(\alpha_{\partial n}).
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Вычтем из (4.22) уравнение (4.23) и получим следующее:

$$\begin{aligned}
\frac{3}{2}c_e (I_m^+(\alpha_{\partial n}) - I_m^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta) &= -\frac{3}{2}c_e (I_m^+(\alpha_{\partial n}) - I_m^-(\alpha_{\partial n})) \times \\
&\times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2\pi i \alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta) - \\
&- (M_{rel}^+(\alpha_{\partial n}) + M_{rel}^-(\alpha_{\partial n})) + (M_{fr}^+(\alpha_{\partial n}) + M_{fr}^-(\alpha_{\partial n})).
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Реактивный момент у СМППМ всегда существенно меньше активной составляющей, поэтому суммой $(M_{rel}^+(\alpha_{\partial n}) + M_{rel}^-(\alpha_{\partial n}))$ можно пренебречь. А сумму

моментов трения обозначим в виде возмущения $f^-(\alpha) = (M_{mp}^+(\alpha_{\partial n}) + M_{mp}^-(\alpha_{\partial n}))$,
носящего случайный характер. Тогда для различных углов θ можно записать так:

$$\begin{aligned} (I_m^+(\alpha_{\partial n}) - I_m^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta_1) &= -(I_m^+(\alpha_{\partial n}) - I_m^-(\alpha_{\partial n})) \times \\ &\times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta_1) + f^-(\alpha_{\partial n}), \\ (I_m^+(\alpha_{\partial n}) - I_m^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta_2) &= -(I_m^+(\alpha_{\partial n}) - I_m^-(\alpha_{\partial n})) \times \\ &\times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta_2) + f^-(\alpha_{\partial n}). \end{aligned} \quad (4.25)$$

Вычтем из (4.24) уравнение (4.25) и получим следующее:

$$\begin{aligned} (I_{m.1}^+(\alpha_{\partial n}) - I_{m.1}^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta_1) - \\ - (I_{m.2}^+(\alpha_{\partial n}) - I_{m.2}^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta_2) = \\ = -(I_{m.1}^+(\alpha_{\partial n}) - I_{m.1}^-(\alpha_{\partial n})) \times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta_2) + \\ + (I_{m.2}^+(\alpha_{\partial n}) - I_{m.2}^-(\alpha_{\partial n})) \times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta_2). \end{aligned} \quad (4.26)$$

Обозначим:

$$\begin{aligned} I_{изм.1}(\alpha_{\partial n}) &= (I_{m.1}^+(\alpha_{\partial n}) - I_{m.1}^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta_1) - (I_{m.2}^+(\alpha_{\partial n}) - \\ &- I_{m.2}^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta_2), \\ I_{1.i}(\alpha_{\partial n}) &= -(I_{m.1}^+(\alpha_{\partial n}) - I_{m.1}^-(\alpha_{\partial n})) \cos(2pi\alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta_1), \\ I_{2.i}(\alpha_{\partial n}) &= -(I_{m.2}^+(\alpha_{\partial n}) - I_{m.2}^-(\alpha_{\partial n})) \cos(2pi\alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta_2), \end{aligned} \quad (4.27)$$

Тогда измерения, полученные в результате четырех экспериментов для углов $[\alpha_{\partial n.1} \ \alpha_{\partial n.2} \ \dots \ \alpha_{\partial n.n}]$, можно записать в массив $Y = [I_{изм.1}(\alpha_{\partial n.1}) \ I_{изм.1}(\alpha_{\partial n.2}) \ \dots \ I_{изм.1}(\alpha_{\partial n.n})]^T$. Пусть

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \dots & h_{i1} \\ h_{12} & h_{22} & \dots & h_{i1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{1n} & h_{2n} & \dots & h_{in} \end{bmatrix}, \quad (4.28)$$

где

$$\begin{aligned} h_{1n} &= -I_{1.1}(\alpha_{\partial n.n}) + I_{2.1}(\alpha_{\partial n.n}), \\ h_{2n} &= -I_{1.2}(\alpha_{\partial n.n}) + I_{2.2}(\alpha_{\partial n.n}), \\ h_{in} &= -I_{1.i}(\alpha_{\partial n.n}) + I_{2.i}(\alpha_{\partial n.n}), \end{aligned}$$

а вектор неизвестных параметров выглядит следующим образом:

$$X = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ \vdots \\ K_i \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

Тогда формулу (4.26) можно переписать так:

$$Y = H \cdot X. \quad (4.30)$$

Воспользуемся методом наименьших квадратов и найдем вектор неизвестных X :

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y. \quad (4.31)$$

Итак, параметры модели момента гармоник определены. Теперь сложим (4.24) с уравнением (4.25):

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} c_e (I_m^+(\alpha_{\partial n}) + I_m^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta) = & -\frac{3}{2} c_e (I_m^+(\alpha_{\partial n}) + I_m^-(\alpha_{\partial n})) \times \\ & \times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2\pi i \alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta) - 2 \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \sin(N_c n \alpha_{\partial n} - \theta^*) - \\ & - (M_{rel}^+(\alpha_{\partial n}) - M_{rel}^-(\alpha_{\partial n})) + (M_{fr}^+(\alpha_{\partial n}) - M_{mp}^-(\alpha_{\partial n})) + \\ & + 2M_{cab}(\alpha_{\partial n}) + 2M_{disb}(\alpha_{\partial n}). \end{aligned} \quad (4.32)$$

Как уже отмечалось выше, реактивный момент у СМПИМ всегда существенно меньше активной составляющей, поэтому разницей $(M_{rel}^+(\alpha_{\partial n}) - M_{rel}^-(\alpha_{\partial n}))$ можно пренебречь. А оставшуюся сумму моментов внешних возмущений обозначим в виде возмущения $f^+(\alpha) = (M_{fr}^+(\alpha_{\partial n}) - M_{mp}^-(\alpha_{\partial n})) + 2M_{cab}(\alpha_{\partial n}) + 2M_{disb}(\alpha_{\partial n})$. Тогда для угла θ_1 можно записать так:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} c_e (I_m^+(\alpha_{\partial n}) + I_m^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta) = & -\frac{3}{2} c_e (I_m^+(\alpha_{\partial n}) + I_m^-(\alpha_{\partial n})) \times \\ & \times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2\pi i \alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta) - 2 \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} N_s \sin(N_c n \alpha_{\partial n} - \theta^*) + \\ & + f^+(\alpha_{\partial n}). \end{aligned} \quad (4.33)$$

Обозначим:

$$\begin{aligned} I_{изм.2}(\alpha_{\partial n}) = & (I_{m.1}^+(\alpha_{\partial n}) + I_{m.1}^-(\alpha_{\partial n})) \cos(\theta^* - \theta_1) + \\ & + (I_{m.1}^+(\alpha_{\partial n}) + I_{m.1}^-(\alpha_{\partial n})) \times \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} K_i \cos(2\pi i \alpha_{\partial n} - \theta^* + \theta_1) \end{aligned} \quad (4.34)$$

Тогда измерения, полученные в результате двух экспериментов для углов $[\alpha_{\partial n.1} \ \alpha_{\partial n.2} \ \dots \ \alpha_{\partial n.n}]$, можно записать в массив $Y = [I_{изм.2}(\alpha_{\partial n.1}) \ I_{изм.2}(\alpha_{\partial n.2}) \ \dots \ I_{изм.2}(\alpha_{\partial n.n})]^T$. Пусть

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \dots & h_{i1} \\ h_{12} & h_{22} & \dots & h_{i2} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{1n} & h_{2n} & \dots & h_{in} \end{bmatrix}, \quad (4.35)$$

где

$$h_{1n} = -2\sin(N_c \alpha_{on} - \theta^*),$$

$$h_{2n} = -2\sin(2N_c \alpha_{on} - \theta^*),$$

$$h_{in} = -2\sin(iN_c \alpha_{on} - \theta^*),$$

а вектор неизвестных параметров выглядит следующим образом:

$$X = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}c_e M_{sc.1} N_s \\ \frac{2}{3}c_e M_{sc.2} N_s \\ \vdots \\ \frac{2}{3}c_e M_{sc.i} N_s \end{bmatrix}. \quad (4.36)$$

Тогда формулу (4.34) можно переписать так:

$$Y = H \cdot X.$$

Воспользуемся методом наименьших квадратов и найдем вектор неизвестных X :

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y. \quad (4.37)$$

Стоит отметить, что знать параметры $M_{sc.i}$ не обязательно, достаточно параметров (4.36).

Порядок выполнения работы

1. Собрать аналитическую модель СМППМ с инвертором и одномассовой нагрузкой. Параметры модели взять из таблицы 4.1. Способ управления ключами – синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой.
2. Настроить систему управления положением без контура тока. Нечетный номер варианта – симметричный оптимум. Четный номер варианта – технический оптимум. Построить АФЧХ от возмущения к углу.
3. Добавить «мертвое время» $\tau = 0,02$. Про моделировать систему при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими скоростями: 1, 2, 5, 10, 20 и 50 град/с. Проанализировать влияние на ошибку по положению.

4. Добавить момент зубцовых пульсаций в модель СМПМ. Промоделировать систему при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими скоростями: 1, 2, 5, 10, 20 и 50 град/с при движении в положительную и отрицательную стороны. Проанализировать влияние на ошибку по положению. Функция зависимости зубцового момента от угла поворота ротора:

$$M_{cog} = 2.232\sin(72\alpha - 90.7^0) + 0.565\sin(144\alpha - 61.2^0) [\text{Нм}]$$

5. Добавить контур тока. Параметры датчиков тока представлены в таблице 3.1 (см. Лабораторную работу 3). Перенастроить систему управления положением. Построить АФЧХ от возмущения к углу. Промоделировать систему при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими скоростями: 1, 2, 5, 10, 20 и 50 град/с при движении в положительную и отрицательную стороны. Проанализировать влияние на ошибку по положению.
6. Сохранить задание на контур тока $i_{0,om}$ при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими скоростями: 1, 5 и 50 град/с. Время эксперимента должно быть не менее 10 периодов основной гармоники зубцового момента. По полученным данным оценить амплитуду и фазу основной и второй гармоник зубцового момента.
7. Для каждой из 3-х оценок амплитуды и фазы основной и второй гармоник зубцового момента рассчитать компенсирующее управление. Произвести компенсацию зубцовых пульсаций и сравнить ошибки при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими скоростями: 1, 2, 5, 10, 20 и 50 град/с, - для каждой из трех оценок. Проанализировать результаты компенсации зубцовых пульсаций.
8. Произвести компенсацию зубцовых пульсаций с учетом динамики контура тока при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими скоростями: 1, 2, 5, 10, 20 и 50 град/с, - для первой оценки параметров

зубцового момента. Проанализировать результаты компенсации зубцовых пульсаций.

Содержание отчета

1. Модель СМППМ с инвертором и одномассовой наружкой.
2. Синтез системы управления положением без контура тока. График АФЧХ от возмущения (возмущающего момента) к углу.
3. Значения ошибок по положению для пп.3 и 4.
4. Синтез системы управления положением с контуром тока. График АФЧХ от возмущения (возмущающего момента) к углу.
5. Значения ошибок по положению для п.5.
6. Результаты аппроксимации задания на контур тока $i_{0.dm}$ в п.6.
7. Значения ошибок по положению для пп.7 и 8.

Исходные данные

Таблица 4.1. Основные параметры моделирования.

Название параметра	Обозначение	Значение
Напряжение в звене постоянного тока	U_{DC}	48 В
Константа противо-ЭДС	C_e	3,58 В с/рад
Сопротивление фазы	R	0,6 Ом
Электромагнитная постоянная времени	T_e	8 мс
Количество пар полюсов	p	24
Константа по моменту	C_m	5,37 Н м/А
Суммарный момент инерции	J	3,47 кг м ²

Лабораторная работа №5

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Цель работы

Исследование ошибок датчиков угла поворота прецизионных электроприводов и методов их измерения и компенсации.

Краткие пояснения

Большое количество исследований в области разработки и конструировании электроприводов и, как следствие, развитие данной отрасли привело к новым проблемам, связанным с точностью следящих электроприводов. Требования, предъявляемые к точности наблюдаемых показаний, стали настолько высокими, что использование обычных методов мониторинга состояния следящего электропривода перестало соответствовать необходимым минимальным требованиям. Это событие стало ключевым в истории и дало развитие целому направлению исследований, связанному с точностью датчиков угловых перемещений. В развитии данного направления преуспели многие коммерческие компании, такие как Renishaw, Heidenhain, а также отечественная компания «СКБ ИС». Сейчас они предлагают различные готовые решения исполнения энкодеров с различными характеристиками, которые могут удовлетворить любой запрос инженера-конструктора.

В настоящее время датчики разрабатываются во многих исследовательских и опытно-конструкторских организациях. Множество специалистов в своей работе сталкивается с выбором конкретных датчиков. Разнообразие технологических процессов приводит к необходимости иметь широкий выбор датчиков, которые должны соответствовать требованиям, характерным для всех устройств автоматики. Они должны иметь высокую чувствительность, точность, быстродействие, надёжность, прочность, сравнительно малые размеры и т.д.

Датчик угла поворота — устройство, предназначенное для преобразования угла поворота вращающегося объекта (вала) в электрические сигналы, позволяющие определить угол его поворота. Датчики угла поворота имеют множество применений. Они широко применяются в промышленности (в частности в сервоприводах), в роботостроении, в автомобилестроении (например, для определения угла поворота рулевого колеса), в компьютерной технике (для определения угла поворота колеса компьютерной мыши) и т. п.

Датчики угла поворота подразделяются: по способу выдачи информации на **накапливающие** (инкрементные) и **абсолютные** (позиционные); по принципу действия на **оптические, резистивные, магнитные, индуктивные, механические**; по допустимому углу поворота вала на датчики угла поворота с ограниченным диапазоном работы и датчики угла поворота с неограниченным диапазоном работы.

Накапливающие датчики угла поворота на выходе формируют импульсы, по которым принимающее устройство определяет текущее положение вала

путем подсчета числа импульсов счётчиком. Сразу же после включения накапливающего датчика угла поворота положение вала неизвестно. Для привязки системы отсчета к началу отсчёта инкрементные датчики имеют нулевые (референтные) метки, через которые нужно пройти после включения оборудования. К недостаткам такого типа датчиков угла положения также относится то, что невозможно определить пропуск импульсов от датчика угла поворота по каким-либо причинам. Это приводит к накоплению ошибки определения угла поворота вала до тех пор, пока не будет пройдена нуль-метка. Направления вращения определяется по сигнал, поступающим с двух измерительных каналов («синусный» и «косинусный»), в которых идентичные последовательности импульсов (меандр) сдвинуты на 90° относительно друг друга.

Абсолютные датчики угла поворота выдают на выходе сигналы, которые можно однозначно интерпретировать как угол поворота вала датчика угла. Датчики угла этого типа не требуют привязки системы отсчёта к какому-либо нулевому положению.

Энкодер — это устройство, преобразующее линейное или угловое перемещение в последовательность сигналов, позволяющих определить величину перемещения. Таким образом можно выделить линейные и поворотные энкодеры. Поворотный энкодер (иначе — датчик угла поворота) — устройство, преобразующее угол поворота вращающегося объекта (вала) в электрические сигналы, позволяющие определить этот угол.

Энкодеры бывают двух типов:

а) абсолютный — энкодер возвращает своё абсолютное положение. Пример: переменный резистор в сервомашине.

б) инкрементный — энкодер выдаёт импульсы, означающие изменение его положения. Пример: энкодер используемый на колёсике компьютерной мышки.

Кроме того, энкодеры различаются по принципу действия:

- 1) с щеточными контактами;
- 2) резисторные (потенциометры);
- 3) оптические;
- 4) магнитные (на датчиках Холла);
- 5) индуктивные;
- 6) ёмкостные.

Источники угловых ошибок. Источники угловых ошибок рассмотрим на примере оптического энкодера. Угловой энкодер со встроенным подшипником соединен с валом, а его считывающая головка установлена на неподвижном элементе конструкции. Чтобы энкодер был в состоянии отслеживать реальное угловое положение исполнительного элемента, должны выполняться следующие условия:

1. В подшипниках, на которых установлены вращающиеся элементы системы, не должно быть радиального биения, которое неизбежно приводит к боковым смещениям осей вращения.

2. Не должно быть деформаций кручения вала, соединяющего контролируемый элемент с энкодером.

3. Конструкция соединительной муфты должна обеспечивать равенство угла поворота вала энкодера, имеющего отдельный подшипник, и угла поворота контролируемого элемента, установленного на своей системе подшипников. Иными словами, муфта должна обеспечивать передачу скорости без искажений.

4. Расстояние между соседними масштабными штрихами должно быть неизменным вдоль всей шкалы энкодера, а его считывающая головка должна обеспечивать линейную интерполяцию (подразбиение) сигнала, соответствующего смещению на одно деление шкалы.

5. Шкала энкодера должна быть нанесена на идеальную окружность, центр которой находится на оси вращения, перпендикулярной плоскости шкалы.

6. Считывающая головка должна быть жестко установлена на неподвижную часть конструкции, причем так, чтобы при считывании оптического сигнала от масштабных штрихов отсутствовал параллакс и другие геометрические ошибки.

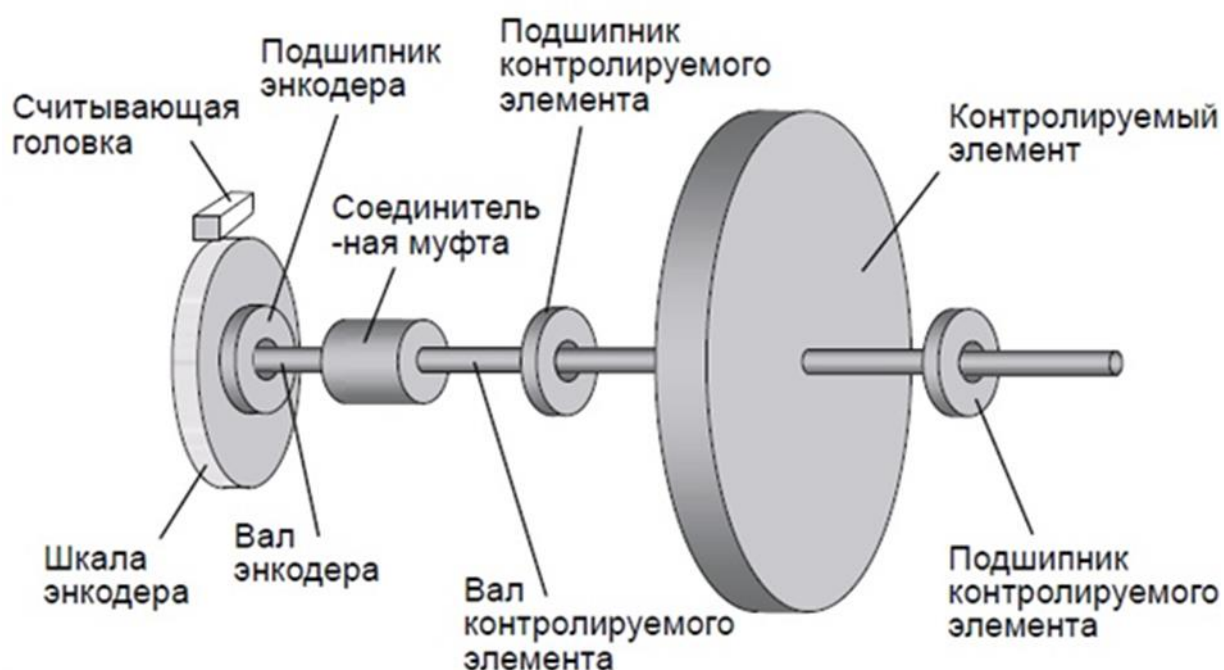


Рисунок 5.1 – Принципиальная схема устройства с поворотной

Если хотя бы одно из этих условий не выполнено, реальный угол поворота контролируемого элемента будет отличаться от показаний измерительной системы, в состав которой входит энкодер. Большинство из вышеперечисленных ошибок связаны с погрешностью установки и могут быть уменьшены при более точной установке.

Наибольший интерес представляют ошибки, вызванные несовершенством считывающей головки. Цена деления шкалы кругового энкодера, имеющей, например, 3600 масштабных штрихов, составляет $0,1^\circ$ или 360 угловых секунд. Если требуется более высокое разрешение, то приходится прибегать к интерполяции. Любая нелинейность интерполяции ведет к возникновению

периодической ошибки, которую также называют ошибкой подразбиения (sub-divisional error/SDE). Прецизионные следящие электропривода для оптико-механических систем обладают низкими частотами резонанса, поэтому такая ошибка при определенной скорости вращения может усугубить резонанс системы.

‘Радиальные биения’. Под радиальными биениями мы понимаем боковые смещения оси вращения контролируемого элемента и/или оси энкодера, источниками которых по большей части является несовершенство системы подшипников. Радиальные биения включают в себя люфты и гармоники более высоких порядков (например, связанные с дефектами шариков/роликов/дорожки качения подшипников), но, предположительно, не эксцентриситет.

Ошибки соединительной муфты. На рисунке 5.1 показано устройство со встроенным угловым энкодером, который имеет свой подшипник и соединен с контролируемым элементом с помощью муфты. Преимущество такой конструкции состоит в том, что вклад в ошибку определения угла поворота будет давать только подшипник энкодера. Тем не менее, к этому преимуществу нужно относиться с осторожностью, так как биение, возникающее в несущих подшипниках, будет влиять на угловую точность устройства, если оно предназначено для определения угла поворота какой-либо точки контролируемого устройства, а не для определения угловых смещений удаленного объекта.

Конструкция соединительной муфты может оказывать существенное негативное влияние на точность системы как сама по себе, так и в совокупности с такими ошибками, как люфт, деформации кручения вала и угловое рассогласование.

Ошибки, обусловленные деформациями кручения вала. Недостаточно высокая жесткость вала/валов между контролируемым элементом и угловым энкодером приводит к возникновению динамических ошибок, которые ухудшают технические характеристики устройства в целом и аналогичны ошибкам, вызванным наличием соединительной муфты. Для того чтобы избавиться от этого эффекта, рекомендуется использовать бесконтактный энкодер, который нужно установить как можно ближе к контролируемому элементу или непосредственно на нем.

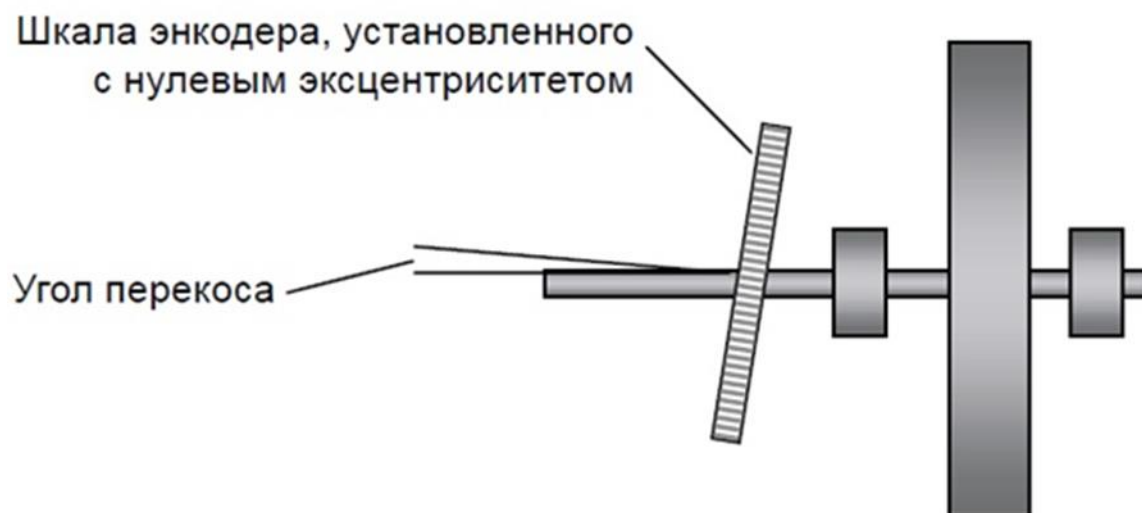


Рисунок 5.2 – Перекос шкалы.

Эксцентриситет и деформация шкалы. В принципе, точную масштабную шкалу можно получить, нанося неравномерные деления на поверхность переменного радиуса. Для прецизионных угловых измерений, тем не менее, следует взять энкодер с равномерной масштабной шкалой и установить его на вал так, чтобы все участки шкалы были на одинаковом расстоянии от оси вращения. Любые радиальные отклонения, обусловленные эксцентриситетом идеальной круглой шкалы энкодера относительно оси вращения, приводят к ошибкам, которые повторяются при повороте на 1 оборот. Вместе с эксцентриситетом, как правило, появляются ошибки другого типа, связанные с деформацией шкалы и отклонением ее формы от идеальной окружности. Эти ошибки повторяются 2 и более раз за один оборот.

Перекас шкалы. Под перекасом понимается наклон геометрической оси круговой шкалы, установленной с нулевым эксцентриситетом, относительно оси вращения контролируемого элемента (см. Рисунок 5.2). Вид сбоку позволяет понять, что перекас приводит к синусоидальному аксиальному движению периферийной части шкалы углового энкодера.

Ошибки, обусловленные считывающей головкой. До сих пор мы, в основном, обсуждали шкалу энкодера и ошибки, связанные с ее несовершенством. Масштабная шкала, однако, только часть энкодера: считывающая головка также вносит вклад в общую ошибку. Ниже описаны наиболее существенные ошибки, обусловленные несовершенством считывающей головки.

Ошибка подразбиения (периодическая ошибка). Цена деления шкалы кругового энкодера, имеющей 3 600 масштабных штрихов, составляет $0,1^\circ$ или 360 угловых секунд. Если требуется более высокое разрешение, то придется прибегнуть к интерполяции. Любая нелинейность интерполяции ведет к возникновению периодической ошибки, которую также называют ошибкой подразбиения (sub-divisional error/SDE).

Влияние параллакса. Если расстояние между шкалой и считывающей головкой изменяется (например, из-за эксцентриситета круговой шкалы, изменения ее температуры и пр.), дополнительные ошибки при считывании будут возникать до тех пор, пока считывающая головка не будет правильно выровнена по отношению к оси вращения шкалы. Наклон считывающей головки по отношению к плоскости шкалы приведет к возникновению ошибки, величина которой пропорциональна синусу угла наклона.

Устойчивость установки. Это может показаться банальным, но для реализации точных и повторяемых угловых измерений чрезвычайно важно жесткое и надежное крепление считывающей головки и нулевой метки. Конструкция устройства должна быть такой, чтобы считывающая головка все время оставалась неподвижной по отношению к оси вращения масштабной шкалы при изменении ее ориентации в пространстве, возникновении нагрузки, изменении температуры, возникновения вибрации и т. п.

Точность градуировки шкалы. Если масштабные штрихи энкодера наносятся непосредственно на заготовку, то ее логично закрепить на валу, который раз за разом поворачивается на угол, соответствующий цене деления шкалы. Степень неточности нанесения шкалы (разница между фактическим и предполагаемым положением ее штрихов), измеренная по окончании процесса градуировки, однако до снятия круговой шкалы с вала, называется ‘Ошибка градуировки’ (Graduation Error). Если это измерение теперь повторить, но на этот раз считывать положения штрихов с помощью правильно установленной считывающей головки энкодера, получающаяся ошибка будет складываться из ошибки градуировки и ошибки, вносимой считывающей головкой (в основном, ошибки подразбиения). Такая ошибка энкодера (системы “кольцо + считывающая головка”) называется ‘Ошибка системы’ (System Error).

Если теперь угловой энкодер снять с вала, на котором он находился во время изготовления, и затем установить его на прежнее место или на другой вал и вновь проверить точность энкодера (системы “кольцо + считывающая головка”), величина полученной ошибки будет другой. Это и неудивительно: изменение ошибки будет обусловлено изменением эксцентриситета и деформацией шкалы энкодера более высоких порядков, которые произошли при перестановке энкодера с вала, на котором выполнялась его градуировка, на другой вал для использования. Общую ошибку, которая будет измерена в этом случае, логично назвать ‘Ошибкой после установки’ (Installed Error), и именно эта ошибка наиболее адекватно описывает величину ошибки устройства, которую увидят пользователи после установки энкодера (разумеется, до выполнения калибровки устройства, в состав которого входит энкодер, - примеч. переводчика).

Таким образом, имеем:

Ошибка градуировки = Ошибка нанесения штрихов при изготовлении масштабной шкалы.

Ошибка подразбиения = Ошибка градуировки + ошибка системы

Ошибка после установки = Ошибка системы + Эффекты, связанные с изменением условий установки.

Способы компенсации ошибок. Если ошибка энкодера превышает ошибку, заложенную в технические требования, предъявляемые ко всему устройству в целом, нужно или найти другой, более точный энкодер, (при условии, что он имеет приемлемую стоимость, срок поставки и вписывается в конструкцию устройства) или применить тот или иной метод компенсации ошибок, чтобы ликвидировать недостаток точности изначально выбранного энкодера. Два наиболее эффективных метода компенсации ошибок – это использование нескольких считывающих головок в одном датчике угловых перемещений и калибровка датчика с помощью дополнительного устройства.

Использование двух диаметрально противоположных считывающих головок позволяет скомпенсировать эксцентриситет и другие нечетные составляющие повторяемой ошибки более высокого порядка. Основное достоинство этого метода состоит в том, что он не требует выполнять калибровку датчика, что выгодно как с точки зрения временных затрат, так и с точки зрения отсутствия необходимости разрабатывать методику калибровки. Увеличение числа считывающих головок позволяет еще больше уменьшить повторяемую ошибку, но усложнение конструкции и повышение ее стоимости, связанное с установкой более четырех головок, обычно не оправдывает получаемый выигрыш в точности. Этот метод также позволяет бороться с влиянием радиального биения подшипников на точность угловых измерений, однако для того, чтобы справиться с влиянием этого биения на точность углового позиционирования, как правило, требуются четыре считывающие головки или подшипник более высокого класса точности. В общем случае данный метод требует усложнение конструкции датчика, что неизбежно приводит к увеличению его размеров и стоимости.

Другой метод - строить и применять таблицы компенсации, как при использовании нескольких считывающих головок в одном датчике, так и в случае, если система управления сконфигурирована под использование только одной головки. Чтобы этот метод был эффективен, производитель комплектного оборудования должен откалибровать изготовленное устройство, в состав которого входит угловой энкодер, с помощью интерферометра или другого общепризнанного калибровочного оборудования. Данный метод требует дополнительные устройства, что несомненно увеличивает затраты на установку датчика.

Таблица компенсации может быть построена и без дополнительных устройств. Подробнее данный способ рассмотрен ниже.

Построение таблицы компенсации без калибровочного оборудования. В общем случае система управления прецизионным электроприводом имеет следующий вид (рис. 5.3), где объектом управления является ВД с усилительно-преобразовательным устройством и датчиками тока $i(t)$, скорости $\omega(t)$ и угла $a(t)$. Обеспечение высокоточного позиционирования и слежения за заданием $a_{зад}(t)$ осуществляется регулятором, вырабатывающим соответствующее управляющее воздействие $u(t)$.

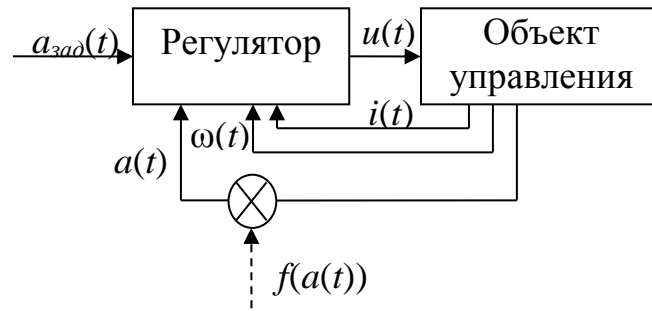


Рисунок 5.3 - Структурная схема системы управления прецизионным электроприводом.

Ошибка углового энкодера $f(a(t))$ является конструктивной особенностью датчика, поэтому регулятор не в состоянии ее компенсировать. Она описывается периодической функцией с частотой основной гармоники $\frac{2\pi}{N}$ рад/с, где N – количество масштабных штрихов. В ошибке возможна и вторая гармоника, поэтому в общем случае она описывается следующей функцией:

$$f(a(t)) = c_1 \sin(N \cdot a(t) + \varphi_1) + c_2 \sin(2N \cdot a(t) + \varphi_2), \quad (5.1)$$

где $c_1, \varphi_1, c_2, \varphi_2$ – параметры, которые необходимо определить.

Если колебания ошибки находятся в полосе пропускания замкнутой системы (а это обычно не более 20 Гц для электроприводов опорно-поворотных устройств (ОПУ) телескопов траекторных измерений), то она появится и на выходе системы. В то же время, если частота ее колебаний будет далеко за пределами полосы пропускания замкнутой системы, а амплитуда будет существенно выше амплитуды ошибок, вызванных несовершенством механики ОПУ, то ее можно увидеть в виде рассогласования сигнала задания $a_{zad}(t)$ и результирующего положения системы $a(t)$.

Определить амплитуду и фазу колебаний ошибки углового энкодера можно, построив преобразование Фурье сигнала $e(t) = a_{zad}(t) - a(t)$ при движении электропривода с постоянной скоростью.

Пример. Рассмотрим прецизионный электропривод с оптическим энкодером с 18000 масштабных штрихов и с разрешающей способностью 0,072 угл.сек. Полоса пропускания замкнутой системы управления 12 Гц. Результаты преобразования Фурье ошибки $e(t)$ для скоростей вращения 1,5 град/с и 3 град/с изображены на рисунке 5.4.

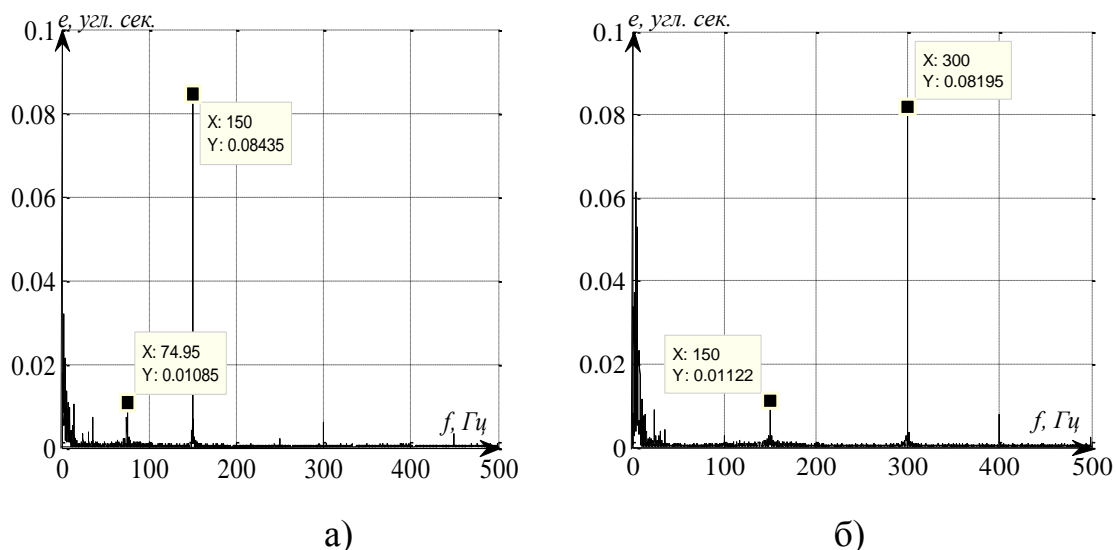


Рисунок 5.4 - Преобразование Фурье ошибки $e(t)$ для скоростей вращения: 1,5 град/с (а) и 3 град/с (б).

Из рисунка 5.4 видно, что колебания, вызванные несовершенством механики ОПУ существенно меньше ошибки $e(t)$ на ее частотах колебаний. На основании полученного преобразования нетрудно получить амплитуды и фазы основных гармоник ошибки. Однако, как показывает опыт, амплитуда колебаний также не является величиной постоянной (рисунок 5.5).

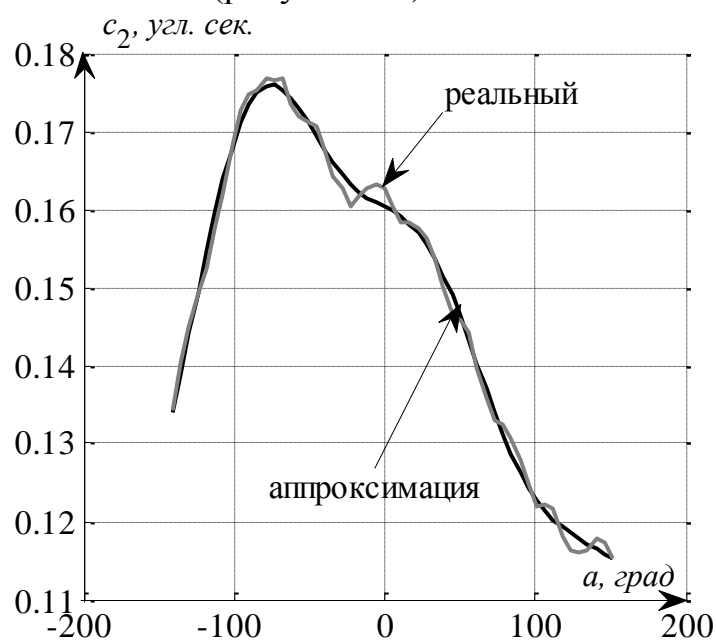


Рисунок 5.5 – Графики зависимости параметра c_2 от угла положения ротора a .

Для того, чтобы не запоминать огромное число точек реального графика амплитуды колебаний ошибки, его можно аппроксимировать методом наименьших квадратов (МНК). Например, график на рисунке 5.5 можно аппроксимировать тремя синусоидами с постоянной составляющей. Пусть:

$$H = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{c_{21} \cdot \pi}{180}\right) & \sin\left(\frac{c_{21} \cdot \pi}{180}\right) & \cos\left(\frac{c_{21} \cdot \pi}{90}\right) & \sin\left(\frac{c_{21} \cdot \pi}{90}\right) & \cos\left(\frac{c_{21} \cdot \pi}{60}\right) & \sin\left(\frac{c_{21} \cdot \pi}{60}\right) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos\left(\frac{c_{2n} \cdot \pi}{180}\right) & \sin\left(\frac{c_{2n} \cdot \pi}{180}\right) & \cos\left(\frac{c_{2n} \cdot \pi}{90}\right) & \sin\left(\frac{c_{2n} \cdot \pi}{90}\right) & \cos\left(\frac{c_{2n} \cdot \pi}{60}\right) & \sin\left(\frac{c_{2n} \cdot \pi}{60}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$F = [a_1 \quad \dots \quad a_n]$$

$$X = (H^T H)^{-1} H^T F^T$$

Тогда имеем следующее:

$$A_1 = \sqrt{X(1)^2 + X(2)^2},$$

$$A_2 = \sqrt{X(3)^2 + X(4)^2},$$

$$A_3 = \sqrt{X(5)^2 + X(6)^2},$$

$$\varphi_1 = \arctan\left(\frac{X(1)}{X(2)}\right),$$

$$\varphi_2 = \arctan\left(\frac{X(3)}{X(4)}\right),$$

$$\varphi_3 = \arctan\left(\frac{X(5)}{X(6)}\right).$$

А функция аппроксимации будет иметь вид:

$$c_2^*(t) = A_1 \sin(a(t) + \varphi_1) + A_2 \sin(a(t) + \varphi_2) + A_3 \sin(a(t) + \varphi_3) + X(7).$$

Истинное значение угла может быть получено при решении нелинейного уравнения (5.1). Данное уравнение может быть решено методом неподвижной точки. Существует множество книг об этом методе и его сходимости, однако данном случае можно обойтись и первым приближением:

$$a(t) = a^*(t) - (c_1 \sin(N \cdot a^*(t) + \varphi_1) + c_2 \sin(2N \cdot a^*(t) + \varphi_2)), \quad (5.2)$$

где $a^*(t)$ - значение угла, измеренное датчиком.

Действительно, амплитуда ошибки не превышает сотых долей периода второй ее гармоники. В такой ситуации погрешность решения в виде (5.2) будет измеряться в десятых долях процента от общей ошибки, что много меньше разрешающей способности оптического датчика.

Порядок выполнения работы

1. Собрать аналитическую модель СМППМ с инвертором и одномассовой наружкой. Параметры модели взять из Таблицы 4.1. Способ управления ключами – синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой.

Датчик положения – оптический датчик с разрешающей способностью 18000000 дискрет. Датчик скорости отсутствует. Скорость вычисляется по первой разности значений датчика положения. Период дискретизации цифровой системы управления $T_d = 1$ мс

2. Настроить систему управления с контуром тока. Нечетный номер варианта – симметричный оптимум. Четный номер варианта – технический оптимум. Построить АФЧХ от задания к углу. Оценить разрешающую способность датчика скорости.

3. Добавить ошибку углового энкодера $f(a(t))$:

$$f(a(t)) = c_1 \sin(N \cdot a(t) + \varphi_1) + c_2 \sin(2N \cdot a(t) + \varphi_2),$$

где

$$c_1 = 0,02 \text{ угл.с},$$

$$\varphi_1 = 1 \text{ рад},$$

$$c_2 = 0,15 \text{ угл.с},$$

$$\varphi_2 = -0,5 \text{ рад}.$$

Промоделировать систему при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими скоростями: 1, 2, 5, 10, 20 и 50 град/с. Проанализировать график ошибки и момента.

4. Увеличить в п.3 коэффициенты c_1 и c_2 в 20 раз. Выполнить п.3 и сравнить результаты.
5. Произвести идентификацию параметров $c_1, \varphi_1, c_2, \varphi_2$ на модели, соответствующей данным в п.3. Эксперимент провести для трех линейно возрастающих задающих воздействий со следующими скоростями: 1, 5 и 50 град/с. Проанализировать результаты.
6. Произвести компенсацию ошибки углового энкодера по следующей формуле:

$$a(t) = a^*(t) - (c_1 \sin(N \cdot a^*(t) + \varphi_1) + c_2 \sin(2N \cdot a^*(t) + \varphi_2)),$$

где $a^*(t)$ - значение угла, измеренное датчиком. Промоделировать систему при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими

скоростями: 1, 2, 5, 10, 20 и 50 град/с. Проанализировать график ошибки и момента.

7. Произвести компенсацию ошибки углового энкодера по следующим формулам:

$$a_1(t) = a^*(t) - (c_1 \sin(N \cdot a^*(t) + \varphi_1) + c_2 \sin(2N \cdot a^*(t) + \varphi_2)),$$

$$a(t) = a_1(t) - (c_1 \sin(N \cdot a_1(t) + \varphi_1) + c_2 \sin(2N \cdot a_1(t) + \varphi_2))$$

где $a_1(t)$ - промежуточное вычисление угла. Про моделировать систему при линейно возрастающем задающем воздействии со следующими скоростями: 1, 2, 5, 10, 20 и 50 град/с. Сравнить с п.6.

Содержание отчета

1. Расчет регуляторов системы управления.
2. Графики АФЧХ от задания к углу поворота.
3. Графики ошибки и момента для пп. 3-4 *Порядка выполнения работы*.
4. Результаты параметрической идентификации в п.5 *Порядка выполнения работы*.
5. Графики ошибки и момента для пп. 6-7 *Порядка выполнения работы*.

Лабораторная работа №6

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ НАГРУЗКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ НАЛИЧИИ ТРЕНИЯ

Цель работы

Исследование методов идентификации параметров объекта управления при наличии нелинейных возмущений и необходимости ограничения регулируемых координат электропривода.

Краткие пояснения

Математическая модель. В данной работе модель электропривода будет рассматриваться с настроенным контуром тока, передаточная функция которого описывается формулой с заданным параметром T_T :

$$W_m(s) = \frac{i_{0.dm}(s)}{i_{0.zad}(s)} = \frac{1}{T_T s + 1}, \quad (6.1)$$

В общем случае ротор синхронной машины с постоянными магнитами (СМПМ) и датчик положения ротора могут располагаться произвольно друг относительно друга, т.е. показания датчика положения никак не привязаны к магнитным осям ротора. Вентильный двигатель (ВД) — это замкнутая электромеханическая система, состоящая из СМПМ, датчика положения ротора, преобразователя координат и усилителя мощности, поэтому для корректной работы ВД важно определить разницу между показаниями датчика положения и положением магнитной оси ротора.

Даже при наличии соответствующих меток на СМПМ и механизмов регулировки можно добиться точности привязки датчика положения в единицы градусов. При большом количестве пар полюсов СМПМ такая точность может составлять более четверти оборота в электрических градусах.

В этом случае при токах в фазах СМПМ:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) + \psi), \\ i_b(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) + \psi - \frac{2\pi}{3}), \\ i_c(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) + \psi + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (6.2)$$

где $p\alpha_{\partial n} = p\alpha_{mp} + \psi_{\partial n}$, $\alpha_{\partial n}$ — угол по показаниям датчика положения ротора СМПМ; α_{mp} — угол поворота магнитной оси ротора, $\psi_{\partial n}$ — угол рассогласования между показаниями датчика положения ротора и действительным положением магнитной оси ротора; момент СМПМ будет равен:

$$M(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \cos(\psi_{\partial n}), \quad (6.3)$$

или

$$M(t) = \frac{3}{2} c_e k_{\partial m} i_{0.dm} \cos(\psi_{\partial n}). \quad (6.4)$$

Тогда модель электропривода с настроенным контуром тока имеет вид:

$$\begin{cases} T_T \frac{di_{0.\partial m}(t)}{dt} = i_{0.\partial \partial}(t) - i_{0.\partial m}(t), \\ J \frac{d\Omega_{\partial n}}{dt} = \frac{3}{2} c_e k_{\partial m} i_{0.\partial m} \cos(p\alpha_{mp} - p\alpha_{\partial n} + \psi) - M_{fr}(\alpha_{\partial n}, \Omega) - M_{act}(\alpha_{\partial n}, \Omega), \\ \frac{d\alpha_{\partial n}}{dt} = \Omega_{\partial n}. \end{cases} \quad (6.5)$$

где M_{fr} – момент сухого трения; M_{act} – момент активных сил сопротивления: момент дисбаланса механической нагрузки, упругий момент кабельного перехода, зубцовый момент СМПМ и ветровой момент; $i_{0.\partial \partial}$ – задание на контур тока; J – момент инерции сложной механической нагрузки электропривода; $\alpha_{\partial n}$ и $\Omega_{\partial n}$ – угол и скорость электропривода по датчику положения ротора; ψ – параметр в задании на контур тока, позволяющий регулировать угол сдвига фаз токов относительно угла $p\alpha_{\partial n}$. Модель (6.5) можно преобразовать следующим образом, уменьшив количество неизвестных параметров:

$$\begin{cases} \frac{di_{0.\partial m}(t)}{dt} = \frac{1}{T_T} i_{0.\partial \partial}(t) - \frac{1}{T_T} i_{0.\partial m}(t), \\ \frac{d\Omega_{\partial n}}{dt} = K_{ob.\omega} i_{0.cs} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) - f_{\omega}(\alpha_{\partial n}, \Omega_{\partial n}), \\ \frac{d\alpha_{\partial n}}{dt} = \Omega_{\partial n}. \end{cases} \quad (6.6)$$

где

$$K_{ob.\omega} = \frac{3}{2} \frac{c_e k_{\partial m}}{J},$$

$$f_{\omega}(\alpha_{\partial n}, \Omega_{\partial n}) = \frac{1}{J} M_{fr}(\alpha_{\partial n}, \Omega_{\partial n}) - \frac{1}{J} M_{act}(\alpha_{\partial n}, \Omega_{\partial n}) - \text{возмущающее воздействие}$$

для модели (6.6).

Необходимо определить угол рассогласования $\psi_{\partial n}$ и коэффициент $K_{ob.\omega}$ для настройки системы управления по модели (6.6). Параметр ψ при настройке системы управления выбирается равным углу $\psi_{\partial n}$, иначе в лучшем случае электропривод будет работать неэффективно, а в худшем случае момент будет близок к нулевому значению или даже может быть отрицательным.

Кроме этого, возможны ситуации, когда неизвестен порядок фаз СМПМ, точнее соответствие фаз датчикам тока. При неверном порядке фаз имеем следующее:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t)), \\ i_b(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) + \frac{2\pi}{3}), \\ i_c(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) - \frac{2\pi}{3}). \end{aligned} \quad (6.7)$$

В этом случае момент СМПМ не постоянный и описывается следующей формулой:

$$M(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \cos(2(p\alpha_{\partial n} + \psi_{\partial n})). \quad (6.8)$$

Идентификация параметров. Порядок фаз определяется по направлению движения ротора СМПМ при формировании трех синусоидальных токов, сдвинутых по фазе на 120 электрических градусов:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I_m \sin(p\omega t), \\ i_b(t) &= I_m \sin(p\omega t - \frac{2\pi}{3}), \\ i_c(t) &= I_m \sin(p\omega t + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (6.9)$$

где ω - угловая частота токов во время эксперимента.

Если направление вращения ротора совпадает со знаком изменения параметра α , то, значит, порядок фаз прямой:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t)), \\ i_b(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) - \frac{2\pi}{3}), \\ i_c(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (6.10)$$

в противном случае порядок фаз обратный, и токи должны формироваться следующим образом:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t)), \\ i_b(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) + \frac{2\pi}{3}), \\ i_c(t) &= I_m \sin(p\alpha_{\partial n}(t) - \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (6.11)$$

Направление движения стоит определять за большой промежуток времени, т.к. система разомкнута и движение будет прерывистым из-за действующих на электропривод моментов возмущений.

Идентификация угла рассогласования $\psi_{\partial n}$ является сложной задачей. Многие существующие алгоритмы опираются на то, что основной возмущающий момент – момент сухого трения, и поэтому фиксируют значения при изменении параметра α в положительную сторону и в отрицательную. Эти алгоритмы можно разделить на два типа: фиксация положения ротора при остановке и фиксация параметра α в начале движения.

Для первого случая можно записать так:

$$\begin{aligned}
-M_{fr}(\alpha_{\partial n1}) + \frac{3}{2}c_e k_{\partial m} i_{0.\partial m} \cos(p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 - \psi_{\partial n}) &= 0, \\
M_{fr}(\alpha_{\partial n2}) + \frac{3}{2}c_e k_{\partial m} i_{0.\partial m} \cos(p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \psi_{\partial n}) &= 0.
\end{aligned}
\tag{6.12}$$

где M_{fr} – момент сухого трения, величины с индексом 1 – при движении в положительную сторону, величины с индексом 2 – при движении в отрицательную сторону, разница между положениями ротора $\alpha_{\partial n1}$ и $\alpha_{\partial n2}$ такая, что изменение модуля значения момента трения считается незначительной. Тогда имеем следующее:

$$\begin{aligned}
\cos(p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 - \psi_{\partial n}) + \cos(p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \psi_{\partial n}) &= 0, \\
\cos(p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 - \psi_{\partial n}) &> 0, \\
\cos(p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \psi_{\partial n}) &< 0.
\end{aligned}
\tag{6.13}$$

Решая систему (6.11), для n -пар измерений $(\alpha_{\partial n1}, \alpha_{\partial n2})$ вычисляется $\psi_{\partial n}$, а затем результат усредняется. У данной системы может быть несколько решений. Однако при монотонном движении в положительную сторону аргумент косинуса в (6.11) находится в первом квадранте координатной плоскости, а при монотонном движении в отрицательную сторону – во втором квадранте координатной плоскости, что в итоге дает единственное решение системы (6.11):

$$\psi_{\partial n} = \frac{p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 + p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \pi}{2} + \pi k,
\tag{6.14}$$

где k – такое целое число, что выполняются следующие неравенства:

$$\begin{aligned}
\frac{\pi}{2} &\geq p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 - \psi_{\partial n} \geq 0, \\
\pi &\geq p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \psi_{\partial n} \geq \frac{\pi}{2}.
\end{aligned}
\tag{6.15}$$

Первый недостаток данного метода состоит в том, что при величинах момента сухого трения выше вращающего момента СМППМ по модулю электропривод не сразу останавливается, а за счет кинетической энергии некоторое время движется. Таким образом, момент трения в (6.12) меньше момента трения качения и может существенно отличаться при опыте 1 и 2. Второй недостаток связан с наличием моментов активных сил сопротивления: момент дисбаланса механической нагрузки, упругий момент кабельного перехода, зубцовый момент СМППМ, ветровой момент. С учетом этих сил формулу (6.12) можно переписать так:

$$\begin{aligned}
-M_c(\alpha_{\partial n1}) + M_{акт}(\alpha_{\partial n1}) + \frac{3}{2}c_e k_{\partial m} i_{0.\partial m} \cos(p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 - \psi_{\partial n}) &= 0, \\
M_c(\alpha_{\partial n2}) + M_{акт}(\alpha_{\partial n2}) + \frac{3}{2}c_e k_{\partial m} i_{0.\partial m} \cos(p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \psi_{\partial n}) &= 0,
\end{aligned}
\tag{6.16}$$

а (6.12) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}
&\cos(p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 - \psi_{\partial n} - \psi_M) + \cos(p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \psi_{\partial n} - \psi_M) = 0, \\
&\cos(p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 - \psi_{\partial n} - \psi_M) > 0, \\
&\cos(p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \psi_{\partial n} - \psi_M) < 0.
\end{aligned} \tag{6.17}$$

где

$$\psi_M = \arctg \left(\frac{M_{акм}(\alpha_{\partial n1}) + M_{акм}(\alpha_{\partial n2})}{\frac{3}{2}c_e k_{\partial m} i_{0.\partial m} (\sin(p\alpha_{\partial n1} - p\alpha_1 - \psi_{\partial n}) + \sin(p\alpha_{\partial n2} - p\alpha_2 - \psi_{\partial n}))} \right). \tag{6.18}$$

Таким образом, погрешность определения $\psi_{\partial n}$ при наличии моментов активных сил сопротивления будет равна ψ_M . Очевидно, что чем меньше отношение момента активных сил к значению $\frac{3}{2}c_e k_{\partial m} i_{0.\partial m}$, тем меньше погрешность. На практике момент активных сил может составлять 30% от максимального момента СМПМ. Тогда погрешность определения угла будет $17,5^\circ$ при отсутствии сил сухого трения. Но идентификация обычно не проводится при максимальных моментах СМПМ, чтобы избежать выхода из строя оборудования, поэтому погрешность может оказаться и выше. Если добавить к этому погрешность от существенного различия моментов сухого трения $M_c(\alpha_{\partial n1})$ и $M_c(\alpha_{\partial n2})$, то можно получить неудовлетворительные результаты оценки $\psi_{\partial n}$, при которых СМПМ будет использоваться неэффективно.

Второй алгоритм идентификации $\psi_{\partial n}$ фиксирует параметр α в начале движения электропривода. Для него также справедливы все формулы (6.12)-(6.18). Преимущество его заключается в том, что моменты сухого трения в опытах 1 и 2 (6.12) действительно будут близки по значению. Но при этом добавляется новая проблема – необходимо фиксировать начало движения. В прецизионных следящих электроприводах датчики положения обладают высокой точностью, поэтому они могут фиксировать поворот ротора двигателя за счет упругой деформации подшипника при изменении момента СМПМ. Поэтому необходимо разделять, какое изменение положения ротора связано с началом движения, а какое с упругой деформацией подшипника. Погрешность, связанная с наличием моментов активных сил, также актуальна для этого алгоритма.

Большой эффект при идентификации дает использование формулы задания фазных токов (6.2) вместо формулы (6.9) с произвольно задаваемым параметром ψ (6.5). Суть методик идентификации, использующих формулу (6.2), заключается в оценке ускорения при постоянном задании $i_{0.\partial m}$. В соответствии с моделью (6.6) при движении со знакопостоянной скоростью в установившемся режиме получим следующее:

$$\begin{aligned}
\Omega_{\partial n}(t_1) &= \Omega_{\partial n}(t_0) + (K_{об.\omega} i_{0.зад1} \cos(\psi - \psi_{ps}) - f_{\omega}(\alpha_{\partial n}, \Omega_{\partial n}))(t_1 - t_0) \\
\Omega_{\partial n}(t_3) &= \Omega_{\partial n}(t_2) + (K_{об.\omega} i_{0.зад2} \cos(\psi - \psi_{ps}) - f_{\omega}(\alpha_{\partial n}, \Omega_{\partial n}))(t_3 - t_2)
\end{aligned} \tag{6.19}$$

где $i_{0.зад1}$ и $i_{0.зад2}$ – два постоянных задающих воздействия на контур тока, подаваемых на интервалах времени $(t_1; t_2)$ и $(t_3; t_4)$. Считается, что на этих

интервалах времени возмущающее воздействие f_ω остается постоянным. Тогда параметры можно определить следующим образом:

$$K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) = \frac{\frac{\Omega_{\partial n}(t_1) - \Omega_{\partial n}(t_0)}{(t_1 - t_0)} - \frac{\Omega_{\partial n}(t_3) - \Omega_{\partial n}(t_2)}{(t_3 - t_2)}}{i_{0.3ad1} - i_{0.3ad2}}. \quad (6.20)$$

В результате получают выборку оценок $K_{об.\omega} \cos(\psi_i - \psi_{\partial n})$ при разных задаваемых значениях параметра ψ_i . Тогда в соответствии с

$$K_{об.\omega} \cos(\psi_i - \psi_{\partial n}) = K_{об.\omega} \cos(\psi_i) \cos(\psi_{\partial n}) + K_{об.\omega} \sin(\psi_i) \sin(\psi_{\partial n}) \quad (6.21)$$

для n – измерений можно записать следующее:

$$Y = H \cdot X, \quad (6.22)$$

где

$$Y = [K_{об.\omega} \cos(\psi_1 - \psi_{\partial n}) \quad K_{об.\omega} \cos(\psi_2 - \psi_{\partial n}) \quad \dots \quad K_{об.\omega} \cos(\psi_n - \psi_{\partial n})]^T,$$

$$H = \begin{bmatrix} \cos(\psi_1) & \sin(\psi_1) \\ \cos(\psi_2) & \sin(\psi_2) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\psi_n) & \sin(\psi_n) \end{bmatrix},$$

$$X = [K_1 \quad K_2].$$

Применяя МНК, получим следующее:

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y$$

а неизвестные параметры в соответствии с формулой (6.21) вычисляются так:

$$\hat{K}_{об.\omega} = \sqrt{K_1^2 + K_2^2},$$

$$\hat{\psi}_{\partial n} = \arctan \frac{K_2}{K_1}. \quad (6.23)$$

Алгоритм оценки неизвестных параметров чувствителен к случайным погрешностям измерений и случайным внешним возмущениям, т.к. для расчета используются только значения измерений на краях интервалов $(t_1; t_2)$ и $(t_3; t_4)$.

Идея представленного далее алгоритма аналогична идее, представленной в формулах (6.19) и (6.20), но при этом используются все измерения, полученные в результате эксперимента. В соответствии с моделью (6.6), значение тока $i_{0.\partial m}$ через период времени Δt при постоянном задании на контур тока $i_{0.3ad}$ можно определить по формуле:

$$i_{0.\partial m}(t + \Delta t) = (i_{0.3ad}(t) - i_{0.\partial m}(t)) e^{-\frac{\Delta t}{T}} + i_{0.\partial m}(t). \quad (6.24)$$

Тогда скорость привода за этот период вычисляется следующим образом:

$$\Omega_{\partial n}(t + \Delta t) = \Omega_{\partial n}(t) + \int_t^{t+\Delta t} (K_{об.\omega} i_{0.\partial m} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) - f_{\omega.c} \text{sign}(\Omega_{\partial n}(t)) - f_{\omega.акт}) dt, \quad (6.25)$$

или:

$$\begin{aligned}
\Omega_{\partial n}(t + \Delta t) = & \Omega_{\partial n}(t) + K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) i_{0.\partial m}(t) \cdot \Delta t - \\
& - T_T \left(e^{\frac{\Delta t}{T_T}} - 1 \right) K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) (i_{0.\partial ad}(t) - i_{0.\partial m}(t)) - \\
& - f_{\omega.c} \text{sign}(\Omega_{\partial n}(t)) \cdot \Delta t - f_{\omega.акт} \cdot \Delta t
\end{aligned} \tag{6.26}$$

где $f_{\omega.c}$ – модуль возмущения, создаваемого сухим трением, $f_{\omega.акт}$ – возмущение, создаваемое активными силами сопротивления. Предполагается, что возмущения $f_{\omega.c}$ и $f_{\omega.акт}$ меняются незначительно по отношению к значению $K_{ob.\omega} i_{0.\partial m} \cos(\psi - \psi_{\partial n})$ и этим изменением можно пренебречь. На рисунке 6.1 приведены графики момента сопротивления электропривода, управляющего положением азимутальной оси телескопа. Видно, что возмущения, создаваемые силами сухого трения и активными силами сопротивления, меняются незначительно в широком диапазоне углов. Кроме этого, считается, что за период Δt знак скорости не меняется.

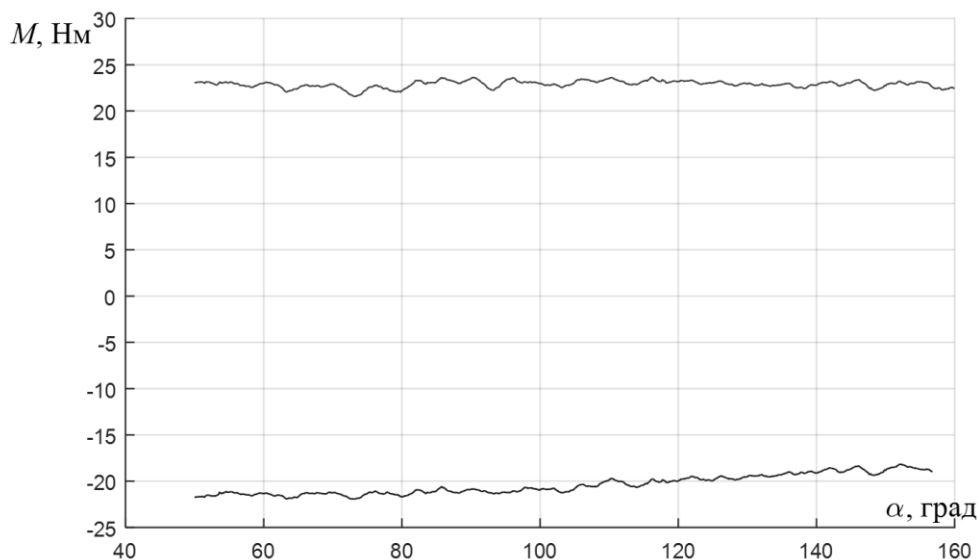


Рисунок 6.1 – Моменты сопротивления электропривода, управляющего положением азимутальной оси телескопа, при движении в положительную сторону (верхний график) и в отрицательную сторону (нижний график).

В таком случае для n -го измерения скорости можно записать так:

$$\begin{aligned}
\Omega_{\partial n}(t_n) - \Omega_{\partial n}(t_0) = & K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \cdot \Delta t \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_{i-1})) - \\
& - T_T \left(e^{\frac{\Delta t}{T_T}} - 1 \right) K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial ad}(t_{i-1}) - i_{0.\partial m}(t_{i-1})) - \\
& - f_{\omega.c} \cdot \Delta t \sum_{i=1}^n (\text{sign}(\Omega_{\partial n}(t_{i-1}))) - n \cdot f_{\omega.акт} \cdot \Delta t
\end{aligned} \tag{6.27}$$

а в матричном виде уравнение (6.27) для n -измерений будет выглядеть следующим образом:

$$Y = H \cdot X, \quad (6.28)$$

где

$$Y = [\Omega_{\partial n}(t_1) - \Omega_{\partial n}(t_0) \quad \Omega_{\partial n}(t_2) - \Omega_{\partial n}(t_0) \quad \dots \quad \Omega_{\partial n}(t_n) - \Omega_{\partial n}(t_0)]^T,$$

$$H = \Delta t \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_0)) - \frac{T_T(e^{\frac{\Delta t}{T_T}} - 1)}{\Delta t} \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial a\partial}(t_0) - i_{0.\partial m}(t_0)) & \sum_{i=1}^n (\text{sign}(\Omega_{\partial n}(t_0))) & 1 \\ \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_1)) - \frac{T_T(e^{\frac{\Delta t}{T_T}} - 1)}{\Delta t} \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial a\partial}(t_1) - i_{0.\partial m}(t_1)) & \sum_{i=1}^n (\text{sign}(\Omega_{\partial n}(t_1))) & 2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_{n-1})) - \frac{T_T(e^{\frac{\Delta t}{T_T}} - 1)}{\Delta t} \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial a\partial}(t_{n-1}) - i_{0.\partial m}(t_{n-1})) & \sum_{i=1}^n (\text{sign}(\Omega_{\partial n}(t_{n-1}))) & n \end{bmatrix},$$

$$X = [K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \quad f_{\omega.c} \quad f_{\omega.акт}]^T.$$

Применяя МНК получим следующее:

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y$$

В результате получают выборку оценок $K_{ob.\omega} \cos(\psi_i - \psi_{\partial n})$ при разных задаваемых значениях параметра ψ_i . А сами значения $\hat{K}_{ob.\omega}$ и $\hat{\psi}_{\partial n}$ также можно получить в соответствии с формулами (6.21) и (6.23). Данный алгоритм дает высокую точность идентификации параметров $K_{ob.\omega}$ и $\psi_{\partial n}$, только если возмущения $f_{\omega.c}$ и $f_{\omega.акт}$ меняются незначительно в течение интервала времени (t_0, t_n) по отношению к значениям $K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) i_{0.\partial m}(t)$. Таким образом, эксперимент необходимо проводить при максимально возможных значениях тока $i_{0.\partial m}$. Кроме того, если эксперимент проводится при знакопостоянной скорости вращения ротора, то возмущения от силы сухого трения и активных сил сопротивления имеют одинаковый характер, и формула (6.26) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} \Omega_{\partial n}(t_n) - \Omega_{\partial n}(t_0) = & K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \cdot \Delta t \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_{i-1})) - \\ & - T_T(e^{\frac{\Delta t}{T_T}} - 1) K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial a\partial}(t_{i-1}) - i_{0.\partial m}(t_{i-1})) - n \cdot f_{\omega} \cdot \Delta t \end{aligned} \quad (6.29)$$

а матрицы в (6.28) должны быть перезаписаны следующим образом:

$$Y = [\Omega_{\partial n}(t_1) - \Omega_{\partial n}(t_0) \quad \Omega_{\partial n}(t_2) - \Omega_{\partial n}(t_0) \quad \dots \quad \Omega_{\partial n}(t_n) - \Omega_{\partial n}(t_0)]^T,$$

$$H = \Delta t \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_0)) - \frac{T_T(e^{\frac{\Delta t}{T_r}} - 1)}{\Delta t} \sum_{i=1}^n (i_{0.3a\partial}(t_0) - i_{0.\partial m}(t_0)) & 1 \\ \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_1)) - \frac{T_T(e^{\frac{\Delta t}{T_r}} - 1)}{\Delta t} \sum_{i=1}^n (i_{0.3a\partial}(t_1) - i_{0.\partial m}(t_1)) & 2 \\ \vdots & \\ \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_{n-1})) - \frac{T_T(e^{\frac{\Delta t}{T_r}} - 1)}{\Delta t} \sum_{i=1}^n (i_{0.3a\partial}(t_{n-1}) - i_{0.\partial m}(t_{n-1})) & n \end{bmatrix},$$

$$X = [K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \quad f_{\omega}]^T.$$

Повысить точность идентификации параметра $K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n})$ можно за счет аппроксимации возмущения $f_{\omega.c}$ и $f_{\omega.акт}$ линейно-зависимыми функциями от угла поворота ротора $\alpha_{\partial n}$

$$\begin{aligned} f_{\omega.c}(\alpha_{\partial n}) &= k_{\omega.c} \alpha_{\partial n} + b_{\omega.c}, \\ f_{\omega.акт}(\alpha_{\partial n}) &= k_{\omega.акт} \alpha_{\partial n} + b_{\omega.акт}. \end{aligned} \quad (6.30)$$

Тогда формулу (6.26) можно переписать с учетом (6.30) следующим образом:

$$\begin{aligned} \Omega_{\partial n}(t_n) - \Omega_{\partial n}(t_0) &= K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \cdot \Delta t \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_{i-1})) - \\ &- T_T(e^{\frac{\Delta t}{T_r}} - 1) K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \sum_{i=1}^n (i_{0.3a\partial}(t_{i-1}) - i_{0.\partial m}(t_{i-1})) - \\ &- k_{\omega.c} \cdot \Delta t \sum_{i=1}^n \left(\frac{(\alpha(t_i) + \alpha(t_{i-1}))}{2} \text{sign}(\Omega_{\partial n}(t_{i-1})) \right) - b_{\omega.c} \cdot \Delta t \sum_{i=1}^n (\text{sign}(\Omega_{\partial n}(t_{i-1}))) \\ &- k_{\omega.акт} \cdot \Delta t \sum_{i=1}^n \left(\frac{(\alpha(t_i) + \alpha(t_{i-1}))}{2} \right) - n \cdot b_{\omega.акт} \cdot \Delta t \end{aligned} \quad (6.31)$$

или:

$$y_i = h_i \cdot X$$

$$h_i = \Delta t \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial m}(t_{i-1})) - \frac{T_T (e^{\frac{\Delta t}{T_T}} - 1)}{\Delta t} \sum_{i=1}^n (i_{0.\partial a \partial}(t_{i-1}) - i_{0.\partial m}(t_{i-1})) \\ - \sum_{i=1}^n \left(\frac{(\alpha(t_i) + \alpha(t_{i-1}))}{2} \text{sign}(\Omega_{\partial n}(t_{i-1})) \right) \\ - \sum_{i=1}^n (\text{sign}(\Omega_{\partial n}(t_{i-1}))) \\ - \sum_{i=1}^n \left(\frac{(\alpha(t_i) + \alpha(t_{i-1}))}{2} \right) \\ -n \end{bmatrix}^T \quad (6.32)$$

$$X = [K_{ob.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n}) \quad k_{\omega.c} \quad b_{\omega.c} \quad k_{\omega.акт} \quad b_{\omega.акт}]^T$$

где h_i – i -ая строка скорректированной матрицы H в (6.26), X – скорректированный вектор неизвестных в (6.26), y_i – элемент матрицы Y в (6.26).

Необходимость описания возмущений $f_{\omega.c}$ и $f_{\omega.акт}$ функцией с линейной зависимостью от угла поворота ротора $\alpha_{\partial n}$ определена в основном наличием упругих сил сопротивления кабельного перехода опорноповоротных устройств (ОПУ) телескопов. На рис. 1 видны незначительные наклоны графиков, которые должны учитываться при экспериментах на больших диапазонах углов. Погрешность идентификации параметров, связанная с такой упрощенной моделью возмущения, может быть минимизирована за счет разбиения экспериментальных данных на выборки по следующим принципам:

1. Все данные принадлежат диапазону углов, на котором считается, что возмущения $f_{\omega.c}$ и $f_{\omega.акт}$ могут быть описаны формулой (6.30).
2. Выборка не должна содержать данные с частыми изменениями знака скорости. Формулы (6.26) и (6.28) не могут корректно описать зависимость скорости от параметров электропривода и возмущений из-за отсутствия точных данных о моменте изменения знака скорости.

Особенности экспериментов при идентификации параметров. Сложность проведения экспериментов при идентификации заключается в том, что существуют ограничения на ускорения, скорость вращения и угол поворота электропривода. Они связаны с невысокой прочностью некоторых элементов ОПУ и хрупкостью оборудования, установленного на нем. Кроме этого ограничения на скорость вращения связаны также с корректной работой датчика положения. В итоге, необходимо проводить эксперименты с высоким уровнем осторожности, т.к. параметры электропривода пока неизвестны, и, соответственно, заранее не ясно, какой управляющий сигнал можно подавать на электропривод, а какой нельзя.

Конечно, в таких системах предусматривается защита и аварийная отключение электропривода в случае выхода за рамки вышеописанных ограничений. Но в такой ситуации в результате эксперимента может оказаться недостаточно данных для корректной идентификации неизвестных параметров

электропривода. Если эти эксперименты проводятся под руководством человека, то параметры управляющего сигнала итеративно подбираются, пока не будет достигнуто движение электропривода в рамках данных ограничений. В случае автоматизированной системы принятие решения о том, каким должен быть управляющий сигнал, возлагается на программный комплекс идентификации и настройки системы управления электропривода.

Самым простым, но, тем не менее, эффективным решением является релейное управление. Подавая на вход объекта управления (6.6) кусочно-постоянный сигнал, мы получим скорость электропривода, меняющуюся в пределах, заданных релейным регулятором скорости. Такой вид эксперимента является наилучшим вариантом для идентификации по формуле (6.20), а значит подойдет и при идентификации по формулам (6.27), (6.29) и (6.32). На рисунке 6.2 представлена структурная схема такого релейного регулятора для электропривода.

На вход данного регулятора подается задающее воздействие $i_{0.m}$, которое в данной системе характеризует момент СМПМ, а значит и ускорение электропривода. Таким образом, меняя его в соответствии с определенными правилами, можно поддерживать ускорение не слишком высоким, при котором, например, возможно разрушение хрупких частей оптического телескопа (а именно зеркал и некоторых элементов ОПУ), и в то же время не слишком низким, при котором момент СМПМ будет сравнимым с моментом трения, и результаты идентификации будут неточными.

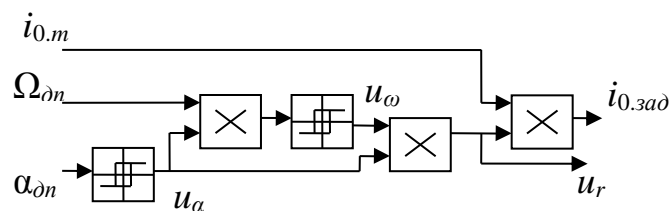


Рисунок 6.2 – Структурная схема блока ограничения скорости вращения и угла поворота электропривода при идентификации.

Сигнал $i_{0.m}$ перемножается с выходом релейного регулятора скорости. При достижении верхней границы скорости Ω_{max} выходной сигнал реле меняется на -1 и СМПМ тормозит, при достижении нижней границы скорости Ω_{min} выходной сигнал меняется на 1 и СМПМ разгоняется (рисунок 6.3б). Граничные значения скорости Ω_{max} и Ω_{min} должны быть одного знака, только в этом случае можно однозначно определить, в какую сторону будет вращаться электропривод.

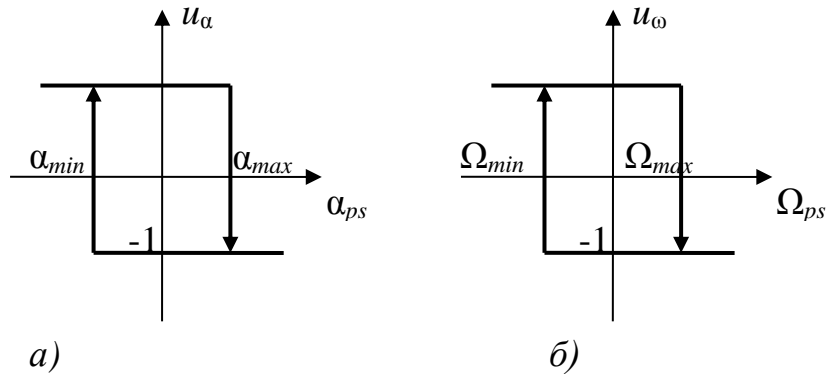


Рисунок 6.3 – Графики работы реле, ограничивающего угол поворота (а), и реле, ограничивающего скорость вращения (б).

При достижении электроприводом одной из границ угла поворота α_{min} или α_{max} (рисунок 6.3а), выходной сигнал u_α релейного регулятора положения меняется на 1 или -1 соответственно. Этот сигнал умножается как на входной сигнал $\Omega_{\partial n}$, так и на выходной сигнал u_ω релейного регулятора скорости (рисунок 6.2). Умножение входного сигнала $\Omega_{\partial n}$ релейного регулятора скорости на -1 эквивалентно изменению знаков границ реле. Таким образом, получается два релейных регулятора скорости – для движения в положительном и отрицательном направлениях между ограничениями по углу поворота.

Заранее неизвестно, при каком значении $i_{0.m}$ ускорение электропривода не будет выше максимально допустимого, но при этом его будет достаточно для точной идентификации параметров модели электропривода. Поэтому значение $i_{0.m}$ увеличивается от 0 линейно до тех пор, пока электропривод не начнет вращение. В целом может оказаться, что и такого значения недостаточно для точной идентификации или даже для непрерывного вращения электропривода. Поэтому далее вычисляется период ΔT_r между переключениями реле скорости (сигнал u_r на рисунке 6.2). Таким образом, зная период ΔT_r , который соответствует изменению скорости между граничными значениями Ω_{max} и Ω_{min} , можно вычислить среднее ускорение за этот период следующим образом:

$$\varepsilon_{cp} = \frac{\Omega_{max} - \Omega_{min}}{\Delta T_r}. \quad (6.33)$$

Точности вычисления ускорения достаточно для поддержания его в заданных пределах. Если значение меньше заданного, то $i_{0.m}$ увеличивается на определенную величину, если выше заданного предела, то $i_{0.m}$ уменьшается на такую же величину. Вычисление ускорения происходят с интервалом ΔT_r , поэтому вводятся ограничения на максимальное значение $\Delta T_{r,max}$, при котором ускорение считается равным 0.

В общем случае угол $(\psi - \psi_{\partial n})$ может быть таким, что коэффициент $K_{об.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n})$ в (6.6) окажется отрицательным. Тогда при положительном значении $i_{0.z}$ электропривод будет ускоряться в отрицательную сторону. Чтобы решить эту проблему с неопределенностью знака $K_{об.\omega} \cos(\psi - \psi_{\partial n})$ фиксируется знак верхней границы скорости Ω_{max} при первом ее пересечении, и в случае

отрицательного значения инвертируется знак управления $i_{0.зад}$. Кроме этого вводится граница $\Omega_{max.кр} > \Omega_{max}$, при пересечении которой электропривод останавливает эксперимент и уменьшает значение прироста $i_{0.m}$. Если после нескольких таких итераций так и не удастся провести эксперимент, выполнение алгоритма идентификации останавливается и сообщается о неисправности электропривода. В таком случае уже должен будет разбираться квалифицированный специалист.

На рисунке 6.4 изображены графики экспериментальных данных для оценки параметров модели (6.6). Видно, что электропривод постепенно увеличивает задание на контур тока $i_{0.зад}$, пока не достигает желаемого ускорения, а скорость и угол находятся в определенных границах. Критерием качества данных для идентификации является период ΔT_r , т.к. он определяет ускорение электропривода.

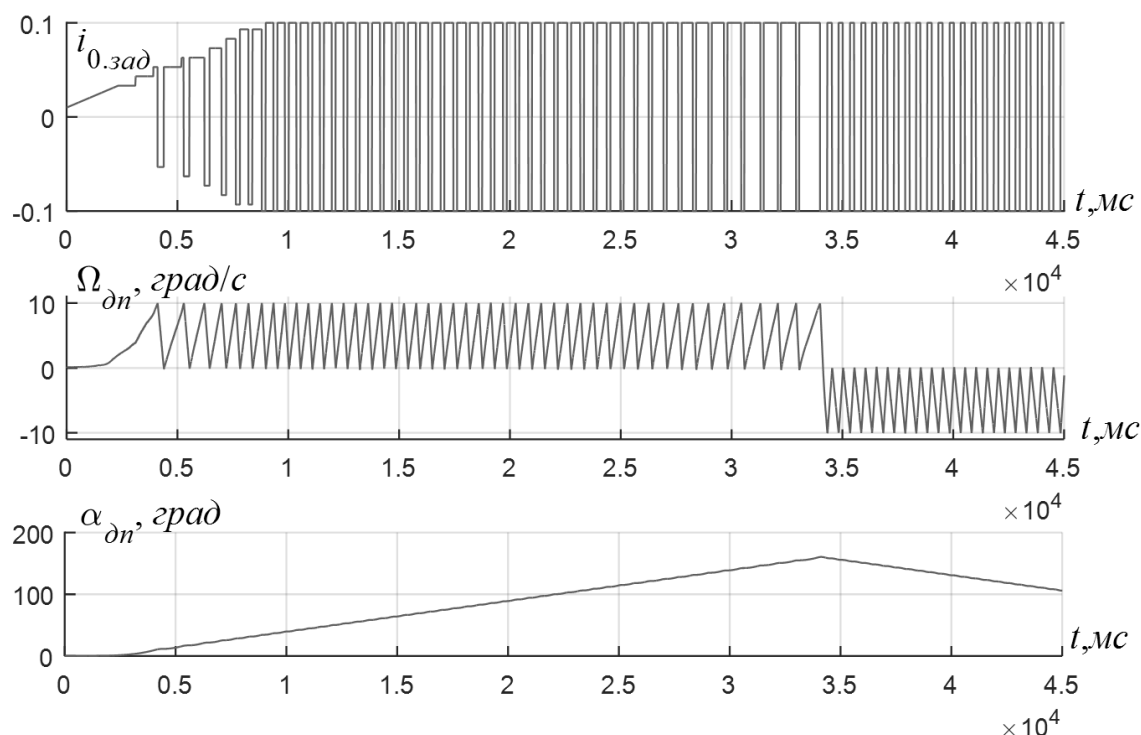


Рисунок 6.4 – Графики задания на контур тока $i_{0.зад}$, скорости вращения электропривода $\Omega_{дн}$ и угла поворота ротора $\alpha_{дн}$ при получении экспериментальных данных для идентификации параметров электропривода.

Идентификация частотной характеристики электропривода. Поведение электропривода с механической нагрузкой в виде оптического телескопа практически невозможно описать математической моделью с достаточной для настройки системы управления точностью, или же процесс синтеза и идентификации параметров модели может занять недопустимо большое количество времени. Модель (6.6) можно использовать при оценке динамических и точностных характеристик замкнутой системы управления, но ее нельзя использовать при оценке устойчивости замкнутой системы управления. На рисунке 6.5 представлены частотные характеристики

передаточных функций реального объекта управления от задания на контур тока $i_{0,зад}$ к скорости вращения ротора $\Omega_{\partial n}$ и модели (6.6) с параметрами, соответствующими этому объекту управления. В области низких частот не наблюдается практически никакого отличия, поэтому оценивать степень подавления системой управления влияния возмущений можно по модели (6.6). А вот в области высоких частот наблюдаются существенные отличия, в результате чего регулятор, настроенный по модели (6.6), на практике может оказаться неустойчивым. Таким образом, появляется необходимость идентификации частотных характеристик реального объекта управления для возможности корректной оценки устойчивости настраиваемой системы управления.

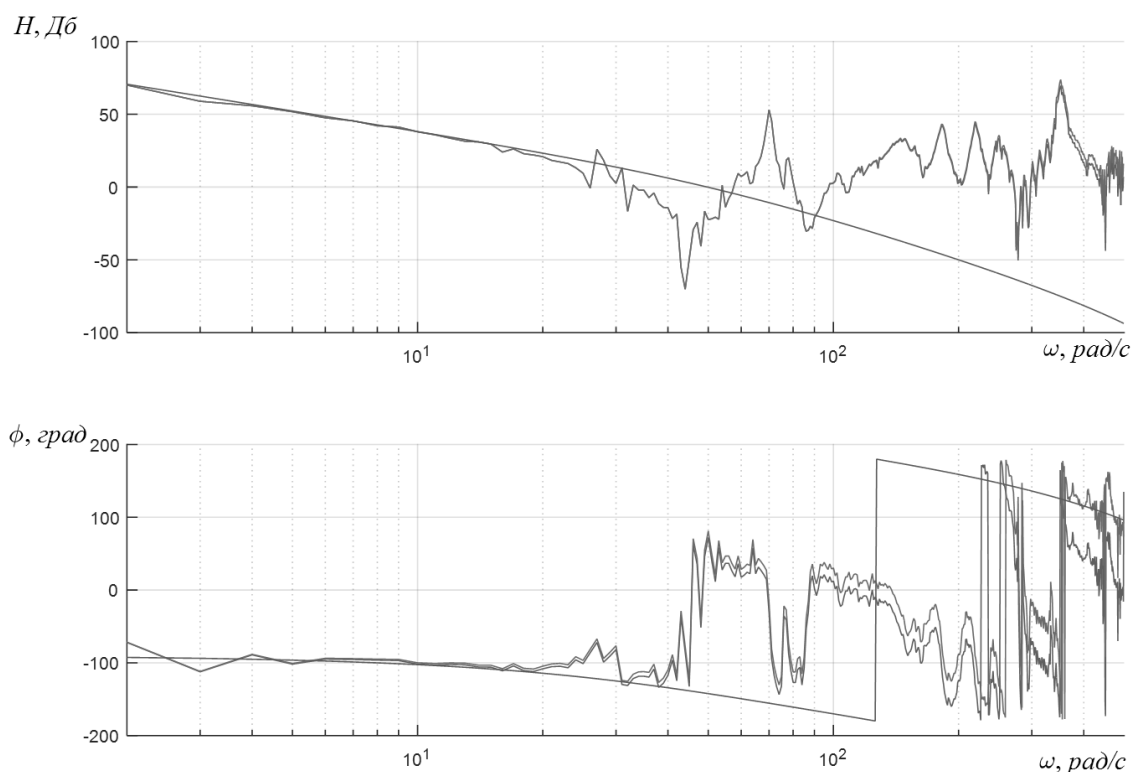


Рисунок 6.5 – Графики ЛАЧХ $H(\omega)$ и ФЧХ $\phi(\omega)$ объекта управления (гладкий график), объекта управления с цифровым датчиком скорости (темно-серый график) и модели объекта управления с цифровым датчиком скорости (светло-серый график).

Одна из особенностей следящих электроприводов оптических телескопов – работа при низких скоростях вращения, от единиц угловых секунд за секунду до десятков угловых градусов за секунду. В связи с такими низкими рабочими скоростями вращения чаще всего датчик скорости отсутствует, а угловая скорость вращения электропривода рассчитывается по двум соседним измерениям положения ротора СМПИМ так:

$$\Omega_{\partial n}(n) = \frac{\alpha_{\partial n}(n) - \alpha_{\partial n}(n-1)}{T_{\partial}}, \quad (6.34)$$

где T_{∂} – период дискретизации микроконтроллера и, соответственно, период измерения датчика положения. Тогда комплексный коэффициент передачи датчика скорости рассчитывается следующим образом:

$$W_{\partial c}(j\omega) = \frac{\Omega_{\partial n}(j\omega)}{\Omega_p(j\omega)} = \frac{1 - e^{-j\omega T_{\partial}}}{j\omega T_{\partial}}, \quad (6.35)$$

где Ω_p – реальная мгновенная скорость электропривода. Формула (6.35) объясняет разницу между красным и синим графиками на рисунке 6.5.

Идентификация частотной характеристики в разомкнутой системе. Частотную характеристику экспериментально можно определить по реакции объекта управления на задание в виде отдельных синусоид (рисунок 6.6).



Рисунок 6.6 – Структурная схема эксперимента идентификации частотной характеристики электропривода оптического телескопа.

По отношению амплитуд синусоид (рисунок 6.7) определяется АЧХ, а по разнице фаз синусоид – ФЧХ объекта управления.

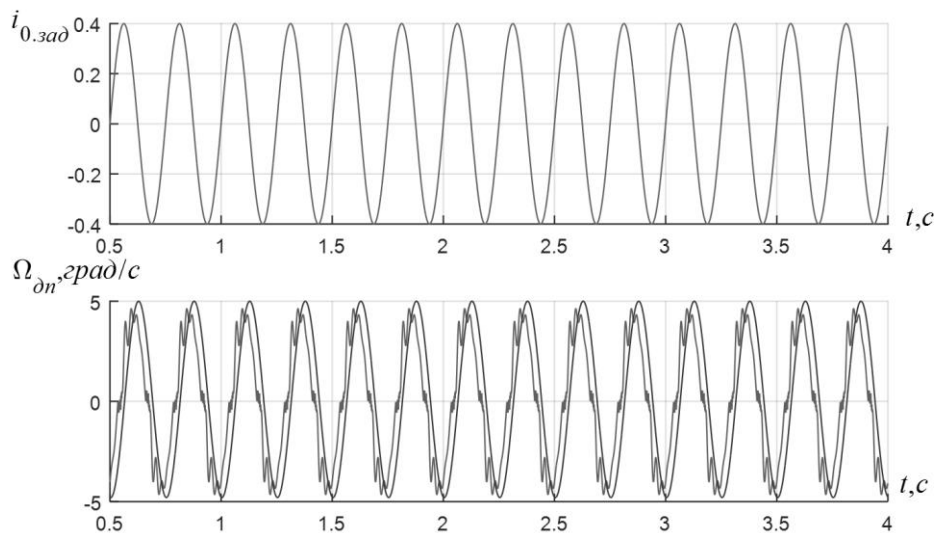


Рисунок 6.7 – Графики задания на контур тока $i_{0.зад}$ и скорости ротора $\Omega_{\partial n}$ во время эксперимента в системе без сухого трения (темно-серый график) и в системе с сухим трением (светло-серый график).

Эксперимент проводится последовательно для определенной выборки частот, и затем рассчитываются частотные характеристики объекта управления (рисунок 6.8).

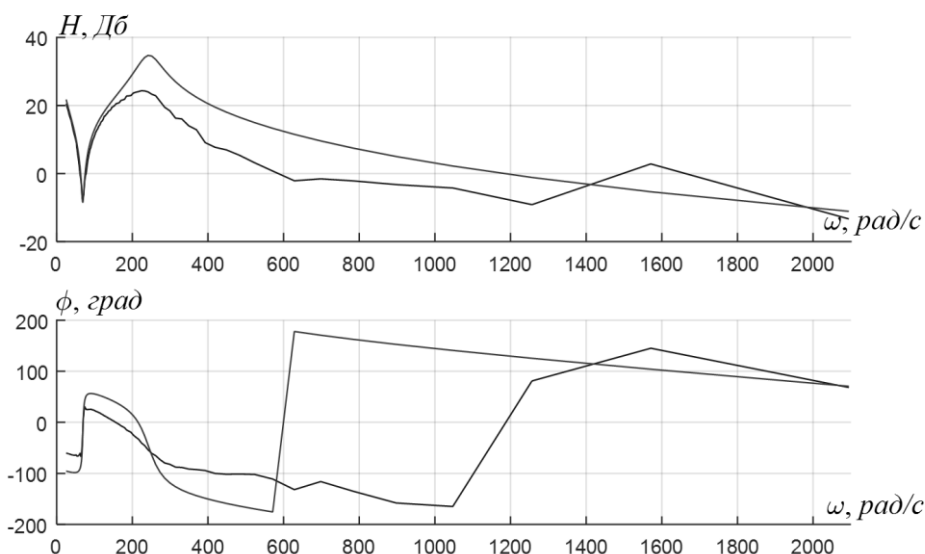


Рисунок 6.8 – Экспериментальные ЛАЧХ $H(\omega)$ и ФЧХ $\phi(\omega)$ электропривода без сухого трения (светло-серый график) и при наличии сухого трения (темно-серый график).

При идентификации частотных характеристик передаточной функции от задания на контур тока $i_{0.зад}$ к скорости вращения ротора СМПС $\Omega_{оп}$ присутствует искажение результатов за счет наличия сухого трения (рисунок 6.8). Момент сухого трения направлен против направления вращения электропривода и при изменении знака скорости уменьшает амплитуду ее колебаний (рисунок 6.7). Аналогично действует искажение напряжения в инверторе за счет «мертвого времени», которое направлено в противоположном направлении протекающего тока в стойке инвертора. Разница состоит в том, что в случае воздействия сухого трения объект управления существенно сложнее, и зачастую не поддается математическому описанию. Кроме этого, действие сухого трения еще и может быть распределено между разными частями ОПУ (например, подшипниками), соединенными упругим элементом (например, валом).

Повысить точность идентификации можно, увеличив амплитуду синусоиды задания на контур тока. Но чаще всего за счет ограничения скорости вращения удовлетворительных результатов не добиться. Поэтому возникает задача идентификации частотных характеристик при знакопостоянной скорости, т.к. при отсутствии изменения направления вращения можно избавиться от скачков момента трения на величину, равную удвоенному значению модуля трения.

Идентификация частотной характеристики с релейным регулятором скорости. Предложенный ранее релейный регулятор (рисунок 6.2) позволяет ограничивать скорость вращения и угол поворота ротора, а также поддерживать

знакопостоянную скорость. Если к управлению добавить задающую синусоиду $I_{0.amn} \cdot \sin(\omega t)$, то результатом будет сумма реакций объекта управления на задающую синусоиду и на кусочно-постоянное управляющее воздействие релейного регулятора (рисунок 6.9).

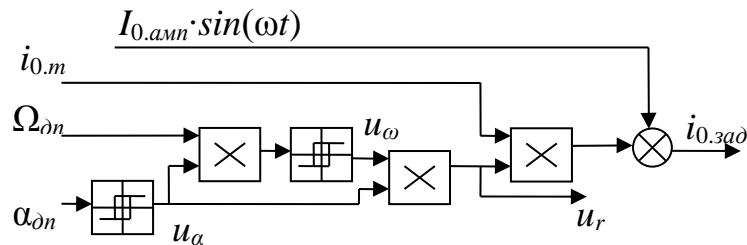


Рисунок 6.9 – Структурная схема релейного регулятора в эксперименте идентификации частотной характеристики объекта управления.

Воспользовавшись алгоритмом идентификации, описываемым формулой (6.28), можно получить реакцию модели (6.6) на управляющее воздействие релейного регулятора. Далее вычтем все это из данных эксперимента (светло-серый график на рисунке 6.10) и получим реакцию системы на задающую синусоиду (темно-серый график на рисунке 6.10) вместе с неучтенной динамикой в модели (6.6).

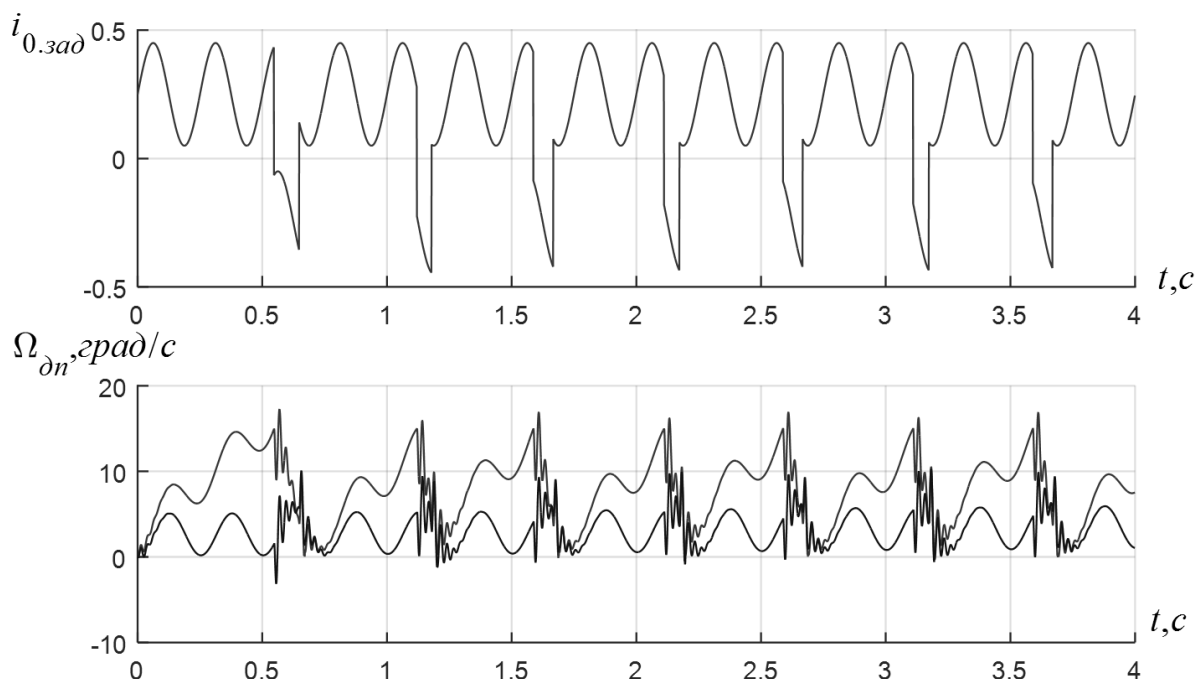


Рисунок 6.10 – Графики задания на контур тока $i_{0.зад}$ и скорости ротора $\Omega_{\partial n}$ во время эксперимента с релейным регулятором.

С одной стороны, введение релейного регулятора позволяет скомпенсировать влияние сухого трения, поддерживать знакопостоянную скорость, а также ограничить скорость вращения и угол поворота электропривода. С другой

стороны, переключение реле приводит к продолжительным колебательным переходным процессам при наличии в объекте управления колебательных звеньев со слабым демпфированием. За счет этого будут наблюдаться существенные ошибки при идентификации частотных характеристик на частотах, близких к частотам колебаний во время переходных процессов (рисунок 6.11).

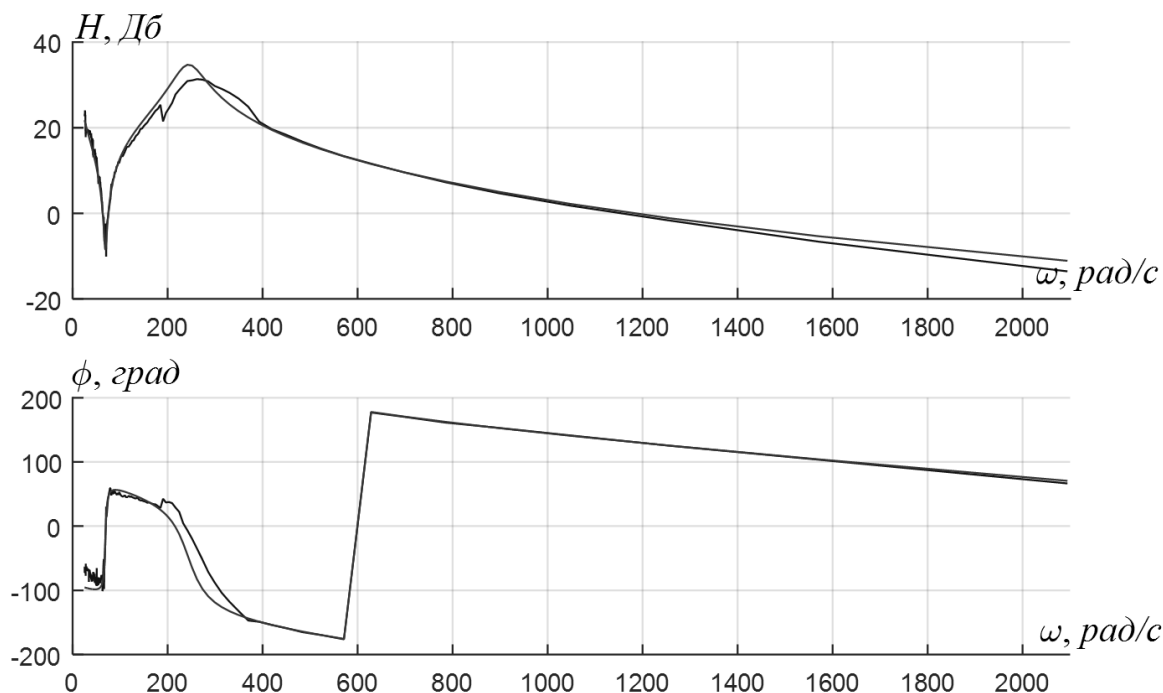


Рисунок 6.11 – Экспериментальные ЛАЧХ $H(\omega)$ и ФЧХ $\phi(\omega)$ электропривода без сухого трения (светло-серый график) и при наличии сухого трения и релейного регулятора скорости (темно-серый график).

Идентификация частотной характеристики с ПИ-регулятором скорости.

Достаточно сложно учесть колебательные переходные процессы во время переключения релейного регулятора при отсутствии информации о значении собственных частот объекта управления. Решить проблему с колебательными переходными процессами можно, поменяв релейное регулирование на плавное регулирование.

В задаче идентификации частотной характеристики нет требований к точности замкнутой системы управления. Единственным требованием является возможность поддержания скорости электропривода знакопостоянной и в заданных пределах. Таким образом, для управления объектом (6.6) с передаточной функцией от задающего сигнала на контур тока $i_{0.зад}$ к скорости вращения ротора СМПИМ $\Omega_{\partial n}$:

$$W_{oy.ck}(s) = \frac{\Omega_{\partial n}(s)}{i_{3ад}(s)} = \frac{K_{об.ck}}{T_T s^2 + s}, \quad (6.36)$$

где $K_{об.ск} = K_{об.ω} \cos(\psi - \psi_{он})$, достаточно ПИ-регулятора. ПИ-регулятор обеспечит астатизм первого порядка по возмущению, что позволит скомпенсировать постоянную составляющую возмущающего воздействия. На самом деле, наличие интегрального звена в регуляторе не принципиально, и можно, например, использовать П-регулятор с настройкой на технический оптимум, или любой другой регулятор.

Схема проведения опыта изображена на рисунке 6.12. Здесь релейный регулятор положения u_α выполняет такую же функцию ограничения угла поворота, как и на рисунке 6.8.

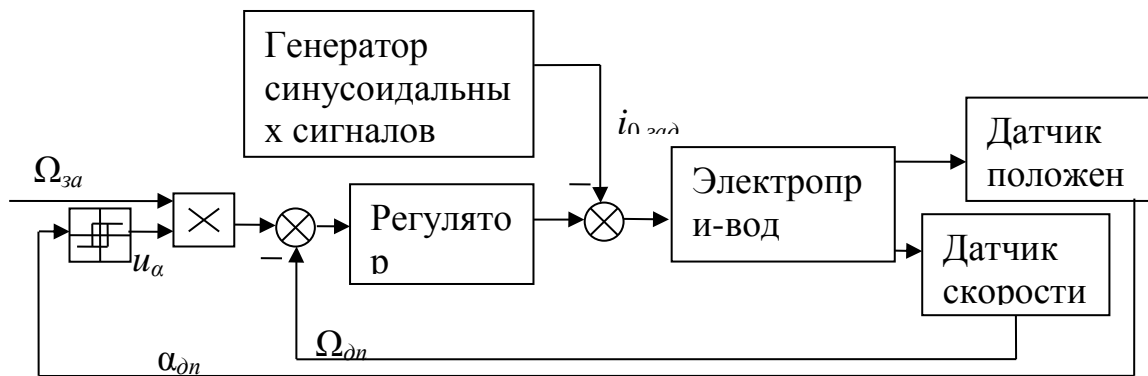


Рисунок 6.12 – Структурная схема регулятора скорости в эксперименте идентификации частотной характеристики объекта управления.

Задающая синусоида суммируется с управляющим сигналом с регулятора скорости, и затем результирующий сигнал подается на электропривод. Исследуемый синусоидальный сигнал для системы регулирования скорости является возмущением (рисунок 6.12), и поэтому будет подавляться регулятором скорости. По результатам эксперимента можно определить частотные характеристики передаточной функции замкнутой системы управления от задания на контур тока $i_{0.зад}$ к скорости электропривода $\Omega_{он}$ (рисунок 6.13б), а уже затем при известной передаточной функции регулятора – частотные характеристики объекта управления. Основная проблема этого метода заключается в том, что регулятор существенно ослабляет реакцию системы на синусоидальное воздействие даже при частотах исследуемого сигнала на порядок выше частоты среза замкнутой системы управления (рисунок 6.13а). А это, в свою очередь, снижает точность идентификации параметров выходного сигнала.

Эта проблема может быть решена увеличением амплитуды исследуемой синусоиды. Но увеличение амплитуды в таком случае нужно проводить плавно, чтобы избежать недопустимо больших колебаний скорости привода во время переходных процессов. Плавное увеличение амплитуды может в разы увеличить время эксперимента, т.к. эту операцию надо проводить для каждой частоты из исследуемой выборки.

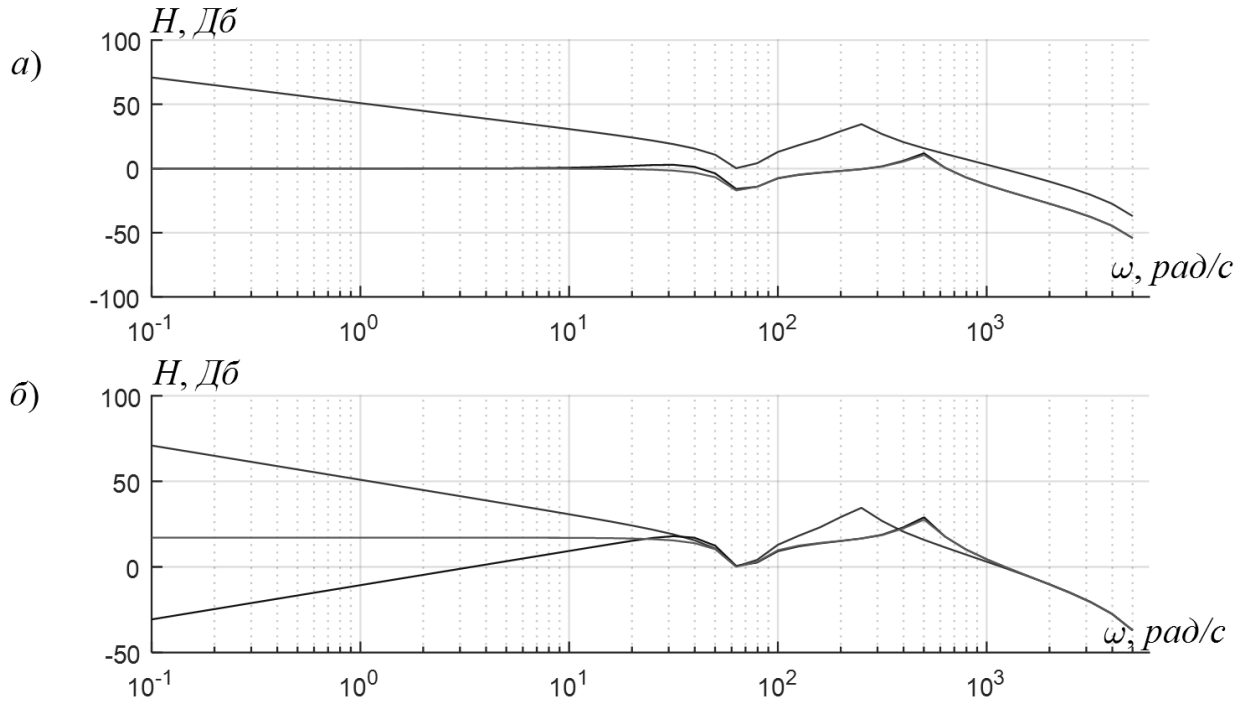


Рисунок 6.13 – АЧХ передаточных функций замкнутой системы управления от задания на контур скорости к скорости (а) и от задания на контур тока к скорости (б): в системе с П-регулятором (средний график), в системе с ПИ-регулятором (нижний график) и АЧХ объекта управления (верхний график).

Полностью устранить влияние регулятора на частоте исследуемой синусоиды можно, рассчитывая скорость следующим образом:

$$\Omega_{cp.2}(n \cdot T_{\partial.sin}) = \frac{\Omega_{\partial n}(n \cdot T_{\partial.sin}) + \Omega_{\partial n}((n-1) \cdot T_{\partial.sin})}{2}, \quad (6.37)$$

где $T_{\partial.sin} = \frac{T_{sin}}{2}$ - период дискретизации регулятора скорости, T_{sin} - период исследуемой синусоиды. Действительно, если

$$\sin\left(\frac{2\pi}{T_{sin}} n \cdot T_{\partial.sin} + \psi_{sin}\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{T_{sin}} (n-1) \cdot T_{\partial.sin} + \psi_{sin}\right) = 0, \quad (6.38)$$

то результирующая скорость $\Omega_{cp.2}$ будет равна среднему значению скорости за период синусоиды. Недостаток такого расчета скорости состоит в том, что половина периода исследуемой синусоиды $T_{sin}/2$ должна быть кратна периоду дискретизации T_{∂} микроконтроллера.

Если для части исследуемых синусоид использовать следующую формулу:

$$\Omega_{cp.3}(n \cdot T_{\partial.sin}) = \frac{\Omega_{\partial n}(n \cdot T_{\partial.sin}) + \Omega_{\partial n}((n-1) \cdot T_{\partial.sin}) + \Omega_{\partial n}((n-2) \cdot T_{\partial.sin})}{3}, \quad (6.39)$$

где $T_{\partial.sin} = \frac{T_{sin}}{3}$ - период дискретизации регулятора скорости, то можно расширить выборку для исследования синусоидами, треть периода которых $T_{sin}/3$ кратна периоду дискретизации T_{∂} микроконтроллера.

Но в целом этого может оказаться недостаточно. Поэтому рассмотрим обобщенную формулу расчета средней скорости по трем измерениям для любого периода T_{sin} исследуемой синусоиды. Для любых трех последовательных измерений можно записать следующее:

$$\begin{aligned}
& \Omega_{m.sin} \cos(\psi_{sin}) \sin(0) + \Omega_{m.sin} \sin(\psi_{sin}) \cos(0) + \Omega_{cp}(nT_{\partial.sin}) = \\
& = \Omega_{\partial n}((n-2)T_{\partial.sin}), \\
& \Omega_{m.sin} \cos(\psi_{sin}) \sin\left(\frac{2\pi}{T_{sin}}T_{\partial.sin}\right) + \Omega_{m.sin} \sin(\psi_{sin}) \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sin}}T_{\partial.sin}\right) + \Omega_{cp}(nT_{\partial.sin}) = \\
& = \Omega_{\partial n}((n-1)T_{\partial.sin}), \\
& \Omega_{m.sin} \cos(\psi_{sin}) \sin\left(\frac{4\pi}{T_{sin}}T_{\partial.sin}\right) + \Omega_{m.sin} \sin(\psi_{sin}) \cos\left(\frac{4\pi}{T_{sin}}T_{\partial.sin}\right) + \Omega_{cp}(nT_{\partial.sin}) = \\
& = \Omega_{\partial n}(nT_{\partial.sin}),
\end{aligned} \tag{6.40}$$

где $\Omega_{m.sin}$ и ψ_{sin} – неизвестные амплитуда и фаза гармоника скорости, соответствующей исследуемому синусоидальному сигналу, Ω_{cp} – среднее значение скорости, которое надо вычислить. Таким образом, в системе (6.40) три уравнения и три неизвестных. Решение этой системы относительно среднего значения скорости Ω_{cp} за время $3T_{\partial.sin}$ выглядит так:

$$\begin{aligned}
\Omega_{cp}(nT_{\partial.sin}) = & \frac{\Omega_{\partial n}((n-2)T_{\partial.sin}) + \Omega_{\partial n}((n-1)T_{\partial.sin})}{2 \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sin}}T_{\partial.sin}\right) \right)} - \\
& - \frac{2 \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sin}}T_{\partial.sin}\right) \Omega_{\partial n}(nT_{\partial.sin})}{2 \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sin}}T_{\partial.sin}\right) \right)}.
\end{aligned} \tag{6.41}$$

Подставляя соответствующие значения для $T_{\partial.sin}$ в (6.41), можно получить формулу (6.39) и формулу, аналогичную (6.37), но для трех измерений. Система (6.40) не имеет решения при $T_{\partial.sin}$ кратном T_{sin} , т.к. все измерения идут с периодом исследуемой синусоиды, и система уравнений становится линейно зависимой. Для повышения точности вычисления среднего значения по формуле (6.41) необходимо выполнение следующего условия:

$$\frac{1}{4}T_{sin} < T_{\partial.sin} \leq \frac{1}{2}T_{sin}. \tag{6.42}$$

Тогда три измерения будут охватывать период времени более половины периода исследуемой синусоиды, но менее целого периода исследуемой синусоиды.

На рисунке 6.14 изображены измеренная скорость $\Omega_{\partial n}$, вычисленная средняя скорость Ω_{cp} и результирующая синусоида скорости Ω_{sin} , используемая при идентификации частотной характеристики (рисунок 6.15).

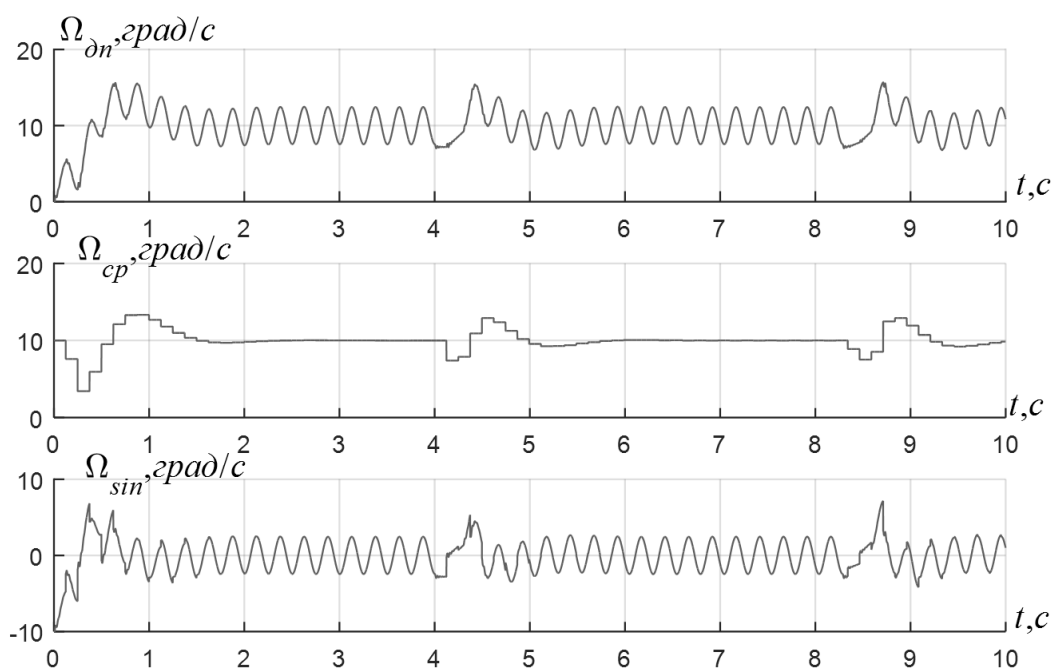


Рисунок 6.14 – Графики измеренной скорости $\Omega_{\delta n}$, вычисленной средней скорости Ω_{cp} и вычисленной гармонике скорости Ω_{sin} , соответствующей исследуемому синусоидальному сигналу.

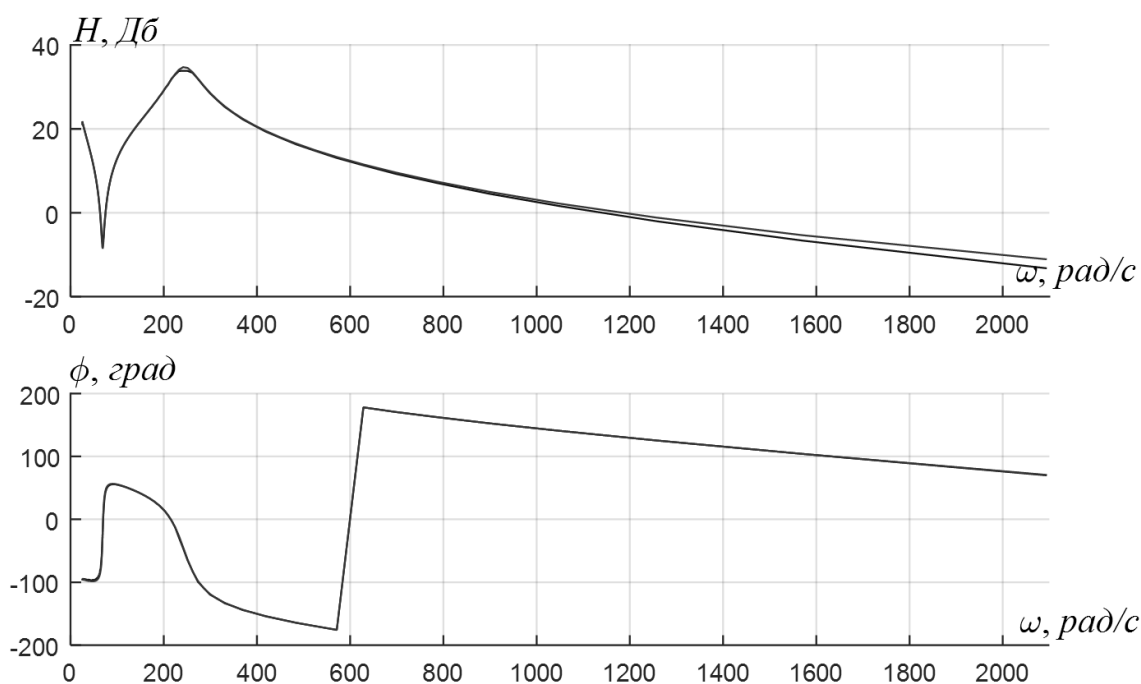


Рисунок 6.15 – Экспериментальные ЛАЧХ $H(\omega)$ и ФЧХ $\phi(\omega)$ электропривода без сухого трения (светло-серый график) и при наличии сухого трения и ПИ-регулятора скорости (темно-серый график).

Наблюдаемые переходные процессы связаны с реакцией замкнутой системы управления на изменение исследуемого синусоидального сигнала, а также с пересчетом коэффициентов регулятора при изменении периода дискретизации

регулятора $T_{\partial.sin}$. Такой способ получения экспериментальных данных позволяет получить высокую точность идентификации частотных характеристик (рисунок 6.15), благодаря компенсации возмущений регулятором скорости и отсутствию частых переходных процессов, как было в случае с релейным регулятором.

Порядок выполнения работы

1. Собрать модель СМПИМ с инвертором и двухмассовой нагрузкой (Таблица 6.1). Способ управления ключами – синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой. Настроить систему управления током.
2. Изменить порядок чередования фаз двигателя на обратный. Управление ключами оставить для прямого порядка чередования фаз (6.9). Подать постоянное задание на контур тока, равное 1 А. Проанализировать результаты.
3. Порядок чередования фаз двигателя – прямой. Использовать управление ключами для прямого порядка чередования фаз. Для своего варианта в Таблице 6.1 произвести идентификацию угла рассогласования $\psi_{\partial n}$ согласно методике, описываемой формулами (6.12)-(6.15).
4. Добавить зубцовый момент, описываемый следующей формулой:

$$M_{cog} = 2.232 \sin(72\alpha - 90.7^\circ) + 0.565 \sin(144\alpha - 61.2^\circ) [\text{Нм}]$$

Повторить п.3. Сравнить результаты.

5. Для модели электропривода, используемой в п.4 произвести идентификацию угла рассогласования $\psi_{\partial n}$ и статического коэффициента передачи $K_{ob.\omega}$ согласно методике, описываемой формулами (6.19)-(6.28). Сделать это для следующих сигналов реле, поступающих на контур тока: $\pm 1,5\text{А}$, $\pm 1,86\text{А}$, $\pm 2,2\text{А}$, $\pm 3\text{А}$. Границы значений скорости, при которых переключается реле – $[0;10]$ град/с. Сравнить результаты с п.4.
6. Произвести идентификацию частотной характеристики объекта управления контура скорости в разомкнутой системе (рисунок 6.6). Амплитуда синусоиды задания на контур тока с переменной частотой 0,5А. Диапазон изменения частот – 1-200Гц. Сравнить с рассчитанной аналитически частотной характеристикой объекта управления.
7. Произвести идентификацию частотной характеристики объекта управления контура скорости в замкнутой системе с релейным регулятором

(рисунок 6.8). Амплитуда синусоиды задания на контур тока с переменной частотой $0,5A$. Диапазон изменения частот – $[1;200]$ Гц. Сигнал реле, поступающий на контур тока: $\pm 1,5A$. Границы значений скорости, при которых переключается реле – $[0;10]$ град/с. Сравнить с рассчитанной аналитически частотной характеристикой объекта управления.

Содержание отчета

1. Модель трехфазного инвертора в Matlab с идеальными ключами.
2. Результаты идентификация угла рассогласования $\psi_{\partial n}$ пп.3-5 *Порядка выполнения работы.*
3. Результаты идентификация статического коэффициента передачи $K_{об.\omega}$ п.5 *Порядка выполнения работы.*
4. Графики частотной характеристики в пп.6-7 *Порядка выполнения работы.*

Исходные данные

Таблица 6.1. Параметры электропривода.

Параметр	Значение
Инвертор	
Напряжение в звене постоянного тока	$U_{DC} = 48 \text{ В}$
СМПИМ	
Сопротивление фазы	$R = 0,6 \text{ Ом}$
Электромагнитная постоянная времени	$T_e = 8 \text{ мс}$
Константа противо-ЭДС	$c_e = 3,58 \text{ Вс/рад}$
Константа по моменту	$c_m = 5,37 \text{ Н*м/А}$
Количество пар полюсов	$p = 24$
Двухмассовая нагрузка	
Суммарный момент инерции	$J = 8 \text{ кг*м}^2$
Коэффициент соотношения масс	$y = 12,54$
Коэффициент жесткости упругой муфты	$C_{12} = 4.8 \cdot 10^4 \text{ Н*м/рад}$
Резонансная частота	$\omega_p = 245 \text{ рад/с}$
Момент сухого трения	$M_{fr} = 4 \text{ Н*м}$
Датчики	
Датчик положения	Оптический датчик с разрешающей способностью 18000000 дискрет
Датчик скорости	Отсутствует. Скорость вычисляется по первой разности значений датчика положения
Цифровая система управления	
Период дискретизации цифровой системы управления	$T_d = 1 \text{ мс}$

Таблица 6.2. Значения угла рассогласования показаний датчика положения и магнитной оси ротора.

Номер варианта	Разница между показаниями датчика положения и положением магнитной оси ротора, $p\alpha_{on1} - \psi_{on}$, градусы
1	15
2	30
3	45
4	60
5	75
6	90
7	105
8	120
9	135
10	150
11	165
12	180

Ловлин Сергей Юрьевич
Абдуллин Артур Александрович
Цветкова Мадина Хасановна
Маматов Александр Геннадьевич

Методы и средства мониторинга и наладки электропривода.
Учебно-методическое пособие

В авторской редакции
Редакционно-издательский отдел Университета ИТМО
Зав. РИО Н. Ф. Гусарова
Подписано к печати
Заказ №
Отпечатано на ризографе

Редакционно-издательский отдел
Университета ИТМО
197101, Санкт-Петербург, Кронверский пр., 49